

Grado en Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación
2017-2018

Trabajo Fin de Grado

“DISEÑO DE UN ARRAY DE RANURAS MULTICAPA EN TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE”

Carlos Blanchard Aguirre

Tutor:

Luis Inclán Sánchez

Leganés, 1 de marzo de 2018



Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivada**

Resumen

En este Trabajo de Fin de Grado se describe el diseño de un array de ranuras en forma matricial de 2x2, cuya red de alimentación está basada en un modelo Gap Waveguide. Esta tecnología es muy novedosa y entre sus principales ventajas se encuentran las bajas pérdidas de transmisión, la inherente capacidad de encapsulamiento que caracteriza esta tecnología y el hecho de que no se utilizan soldaduras y/o contactos eléctricos; además, estas características se hacen más notables a medida que aumenta la frecuencia de trabajo. Es por esto por lo que utilizaremos la versión microstrip invertida de esta tecnología a una frecuencia alta (28 GHz).

Se ha realizado un estudio de la superficie basada en esta versión de la tecnología Gap Waveguide para, posteriormente, aplicarla a una red de alimentación con una entrada y dos salidas. Este modelo del divisor lo hemos obtenido a partir de un modelo más sencillo a la hora de diseñar y analizar, que simplemente reparte la potencia en dos partes iguales. Se ha integrado esta red de alimentación con un array de antenas de apertura para comprobar cómo se puede utilizar la tecnología Gap Waveguide para diseñar antenas planas de ranura mayores.

Sin embargo, esta forma de transmitir y dividir la potencia supone una limitación espacial, ya que implica una separación mínima entre las salidas del divisor. Es por esto por lo que las ranuras que componen el array 2x2 se encuentran separadas lo suficiente como para crear numerosos Grating Lobes que se tendrán en cuenta en la segunda parte del trabajo, donde se estudiará el efecto que tiene incorporar, en el plano que contiene las ranuras, superficies planas filtrantes denominadas corrugaciones planas. Se han considerado varias opciones en función de la anchura y número de estas para comparar los resultados y así realizar una elección adecuada para que las ondas de superficie se atenúen considerablemente por la superficie radiante de las ranuras.

El comportamiento del modelo final en simulación es adecuado y ofrece unas prestaciones propias de una antena de mayor tamaño, con una ganancia de 18.2 dB.

Abstract

At this final degree it's described the design of a 2x2 aperture array, which feed network is based on the Gap Waveguide technology. This innovative technology has many benefits like the low transmission losses, the inherence that distinguish this model, and the fact that neither weldings nor electrical contacts are used; furthermore, these features become more noticeable as the working frequency increases. This is why we will use the inverted microstrip version of this technology at a high frequency (28 GHz).

A research of the surface based on this version of the Gap Waveguide technology has been realized to then apply it to a feed network with one input and four outputs. We have obtained this model of the splitter from an easier to design and analyze model, that simply distributes the power into two equal parts. This feed network has been integrated with an array of aperture antennas in order to check how the Gap Waveguide technology can be used to design bigger flat antennas with apertures.

However, this way of transmitting and splitting the power involves an space limitation as a minimum distance between splitter outputs is necessary. This is why the apertures which make up the 2x2 array are separated enough to create many Grating Lobes that we will have to take into account at the second part of this project, where it'll be studied the effect that has adding, to the plane that contains the apertures, flat filter surfaces known as flat corrugations. Several options have been considered depending on the width and number of them in order to compare the results and then make an appropriate choice so as to ensure that the surface waves are attenuated considerably by the apertures surface.

The final model simulations behavior is suitable and offers some benefits of an antenna of greater size, with a realized gain of 18.2 dB.

Índice

Resumen	3
Abstract	4
Índice	5
1. Introducción	6
2. Fundamentos teóricos	9
2.1. Tecnología Gap Waveguide.....	9
2.2. Desarrollo	11
3. Red de alimentación.....	16
3.1. Reparto de potencia.....	16
3.2. Divisor con una entrada y dos salidas	19
3.3. Divisor con una entrada y cuatro salidas	23
4. Diseño de la antena	27
4.1. Apertura	27
4.2. Integración con la red de alimentación	32
5. Corrugaciones.....	39
5.1. Objetivos	39
5.2. Modelo completo	42
6. Conclusiones y líneas futuras	52
7. Referencias.....	54
8. Apéndice.....	57
8.1. Presupuestos.....	57

1. Introducción

Las antenas de ondas milimétricas, además de las distintas tecnologías disponibles para diseñarlas, es un tema especialmente interesante y que actualmente se encuentra en pleno desarrollo debido a que las frecuencias altas cada vez tienen más aplicaciones. Gracias al aumento de esta frecuencia podemos obtener mayor ancho de banda, lo que permite el envío de más información en un mismo período de tiempo. Además de que los estándares actuales operan a altas frecuencias, como por ejemplo el estándar 5G de redes móviles, que se utiliza en las bandas de 28, 38 y 60 GHz [26]. Es por ello por lo que la comercialización de estas antenas está en aumento y en continua investigación, con el fin de reducir su espacio además de su peso, sin perder la ganancia y la efectividad a altas frecuencias que las caracteriza.

Por otro lado, las pérdidas provocadas por la absorción y la atenuación de la atmósfera aumentan con la frecuencia de la onda radiada (véase la *Figura 1* tomada de [20]) y las pérdidas dieléctricas que sufre la señal son mayores a frecuencias altas; además la atenuación en el espacio libre (FSPL o *Free Space Path Loss*) es proporcional al cuadrado de la distancia, como podemos deducir de la ecuación de Friis (Ecuación 1.1) [24]:

$$\frac{P_r}{P_t} = D_t \cdot D_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

Ecuación 1.1

$$FSPL = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

Ecuación 1.2

Para compensar estas pérdidas es necesario aumentar la potencia en la mayoría de los casos. Por ello es muy importante reducir lo máximo posible las pérdidas en la red de alimentación, tanto las dieléctricas como las de retorno.

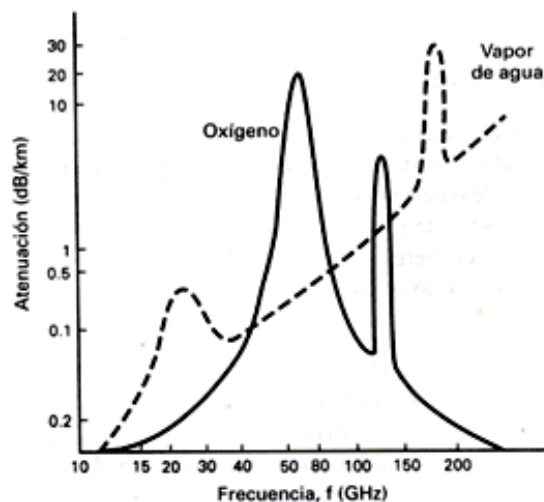


Figura 1. Atenuación de las ondas en dB/km en el oxígeno y en el vapor de agua para frecuencias entre los 10 y los 200 GHz

La tecnología Gap Waveguide para diseñar la red de alimentación es una tecnología sobre la cual se han realizado muchos estudios, y todos ellos apuntan a que sus pérdidas dieléctricas son muy pequeñas en comparación con otras tecnologías de transmisión de ondas. El modelo en el que nos hemos basado es el que explican detalladamente Elena Pucci, Eva Rajo-Iglesias, José Luis Vázquez-Roy y Per-Simon Kildal en su artículo "*Planar Dual-Mode Horn Array With Corporate-Feed Network in Inverted Microstrip Gap Waveguide*" [9]. En él se ilustra cómo funciona un array de antenas de ranura colocadas en una matriz de 4x4, cuya red de alimentación está basada en la versión Microstrip de la tecnología Gap Waveguide centrada en 10 GHz. Sin embargo, con el objetivo de cumplir los estándares impuestos por la ITU (Unión Internacional de Telecomunicaciones), modificaremos el diseño para operar a 28 GHz.

Mientras que el diseño centrado en 10 GHz nos permitía utilizar la banda X del espectro electromagnético (entre 8 y 12 GHz); centrando su frecuencia en 28 GHz podremos alcanzar la parte superior de la banda K (banda 'Kurz above' o Ka), comprendida entre los 26.5 GHz y los 40 GHz.

Por otro lado, para facilitar el diseño, hemos reducido el array de 4x4 a 2x2 y hemos sustituido las bocinas, elementos directivos que se habían añadido para compensar los Grating Lobes, por corrugaciones planas.

Esto hace posible que la antena al completo pueda ser imprimida puesto que todos sus componentes son bidimensionales; lo cual supone un abaratamiento en los costes de fabricación y facilita este proceso disminuyendo tanto el tiempo empleado como la cantidad de recursos necesarios.

Este diseño encuentra una limitación en la disposición de las antenas de ranura, ya que estas tienen que tener una distancia mínima entre sí. Por tanto, el problema que pretendemos abordar en la segunda parte del proyecto es cómo reducir los Grating Lobes que se forman cuando las antenas que forman el array tienen una separación mayor que $\lambda/2$ [23]. Estudiaremos cómo se pueden utilizar las corrugaciones con el fin de aumentar la directividad del lóbulo principal, reduciendo así los Grating Lobes sin utilizar las bocinas que se utilizan en el artículo, ya que estas bocinas hacen que la antena sea más pesada, voluminosa, y su coste mayor. Los conceptos e ideas para diseñar las corrugaciones las hemos tomado de los artículos [10], [13] y [14].

El objetivo final de este Trabajo de Fin de Grado es, además de aplicar los conocimientos propios, aprender sobre la tecnología de microstrip invertida basada en Gap Waveguide y sobre las herramientas informáticas básicas para diseñar una antena que funcione a altas frecuencias con unas características determinadas. Por otro lado también se pretende aprender sobre otro tipo de tecnologías y diseños más avanzados como son las corrugaciones planas para mejorar el diseño final.

Las herramientas informáticas que hemos utilizado para lograrlo han sido:

- **CST Studio Suite®**

Esta es la aplicación principal mediante la cual se ha realizado el diseño paso a paso.

A través de ella se han obtenido imágenes tridimensionales de la antena y cada componente que la forma; además de tablas con datos que nos aportan información que hemos exportado a MATLAB®. Por otro lado nos ha aportado diagramas de radiación 3D muy precisos para poder comprender los valores de la directividad y ver los principales lóbulos de radiación de la antena.

- **MATLAB R2016b ®**

Mediante esta herramienta hemos utilizado las tablas mencionadas anteriormente para expresarlas en forma de gráficas más precisas que las que mostraba la interfaz de CST Studio Suite ®. pudiendo reproducir así las gráficas de los parámetros S, que nos han ayudado a precisar la frecuencia a la que trabaja la antena, los diagramas de radiación, el campo eléctrico sobre ciertas superficies, etc. Además MATLAB ® cuenta con muchas funciones de post procesado sobre la imagen que nos han sido útiles para explicar los resultados obtenidos.

Para que el trabajo resulte más sencillo dividiremos el modelo completo en varias partes con sus respectivos objetivos. La primera parte se centrará en diseñar un array de ranuras básico, esto es, diseñar la red de alimentación con la tecnología Gap Waveguide, la cual dividirá la potencia en cuatro partes iguales, y posteriormente modelar las antenas de ranura que recibirán esta señal que hemos repartido para distribuir potencia en el espacio, integrando estas dos partes en un mismo modelo. La segunda parte del proyecto consistirá en estudiar la forma de colocar las corrugaciones planas teniendo en cuenta su anchura y el número de estas. Se contrastarán todos los resultados para escoger el modelo más adecuado.

2. Fundamentos teóricos

2.1. Tecnología Gap Waveguide

La finalidad de esta parte del proyecto es la de realizar un primer boceto de una línea de transmisión basada en el modelo Gap Waveguide, cuya frecuencia esté centrada en 28 GHz.

Hemos tomado la idea de la tecnología Gap Waveguide de los artículos [9], [11] y [12]; donde se explica que hay tres versiones de esta tecnología: *ridge*, *groove* y *microstrip*, como muestra la Figura 3, tomada del artículo [9]. Las tres versiones tienen en común la base teórica de que si se coloca una superficie conductora eléctrica perfecta (PEC) en paralelo con otra superficie conductora magnética artificial (AMC), a una distancia lo suficientemente pequeña (menor que $\lambda/4$), se crea una banda prohibida para los modos entre los planos paralelos. Esto se debe a que el campo eléctrico es perpendicular al conductor eléctrico y paralelo al conductor magnético, si la distancia entre ambas superficies es menor que lambda cuartos, es físicamente imposible que el campo eléctrico a ciertas frecuencias sea perpendicular al plano PEC y al AMC al mismo tiempo, por lo que no se propagan modos en ese espacio, como puede apreciarse en la Figura 2, tomada de [28].

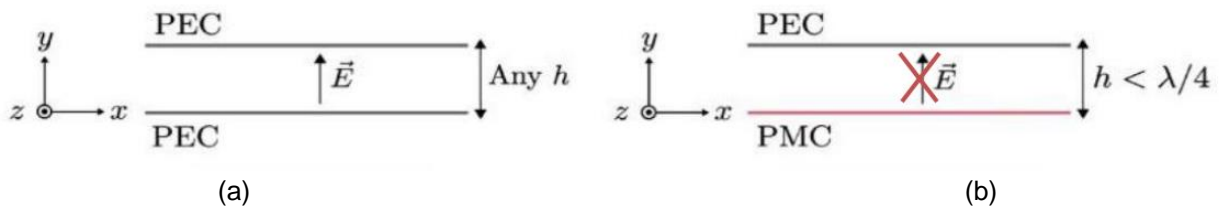


Figura 2. Comparación entre la propagación del campo eléctrico entre dos planos paralelos PEC a cualquier distancia (a) y un plano PEC en paralelo con otro PMC a una distancia menos que lambda cuartos (b). [28]

La forma más común de crear un conductor magnético de forma artificial es utilizando una superficie recubierta de pines metálicos.

Si se aprovecha la banda prohibida rompiendo esta condición, propuesta con anterioridad, en una zona delimitada se obtendrá una guíaonda con muy pocas pérdidas dieléctricas debido a que la propagación del campo sucede esencialmente en el aire y no en el dieléctrico; además seremos capaces de manejar ondas de alta potencia, las cuales serán necesarias si queremos utilizar las altas frecuencias para establecer comunicaciones con puntos lejanos.

Para romper esta condición puede introducirse un conductor entre el conductor magnético (versión *ridge*), simplemente suprimir este conductor en la región deseada (versión *groove*) o colocar un sustrato encima del conductor magnético y una fina línea que conduzca los modos (versión *microstrip*). La ventaja de esta tecnología en comparación con otras, como la Microstrip o SIW (*Substrate Integrated Waveguide*), es que permite tener pocas pérdidas, a la vez que se mantiene la forma plana, como se observa en la Figura 3, [27].

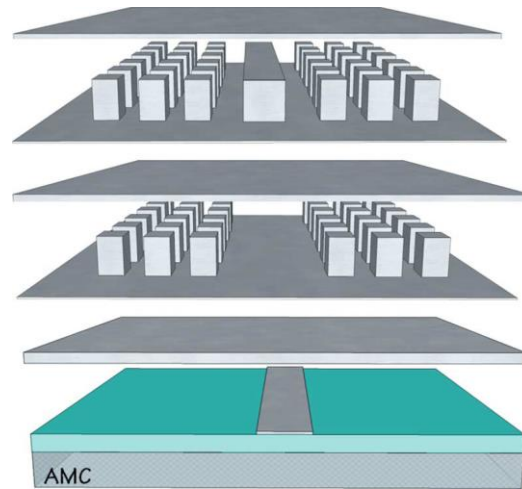
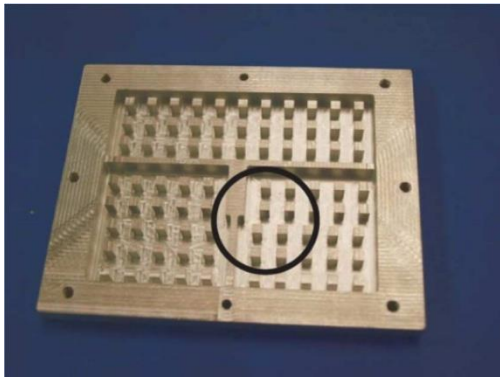


Figura 3. De arriba a abajo: ridge, groove y microstrip gap waveguides. [9]

Otra de las ventajas de esta tecnología es que, a diferencia de otras, puede realizarse únicamente con metal y sin utilizar soldaduras y contacto eléctrico entre las capas y/o las estructuras; por tanto la maquinaria necesaria para su impresión y ensamblaje no ha de tener necesariamente una precisión extraordinaria, lo cual abarata considerablemente el coste de fabricación.

Es importante tener en cuenta que la mayoría de estas ventajas que hemos explicado que tiene esta tecnología solo aparecen a altas frecuencias, por lo que si se deseara diseñar una red de alimentación a una frecuencia baja, habría que compararlo con otras tecnologías como las guías de ondas huecas tradicionales o las líneas microstrip. Sin embargo este no es nuestro caso ya que la frecuencia de trabajo que hemos escogido es alta.

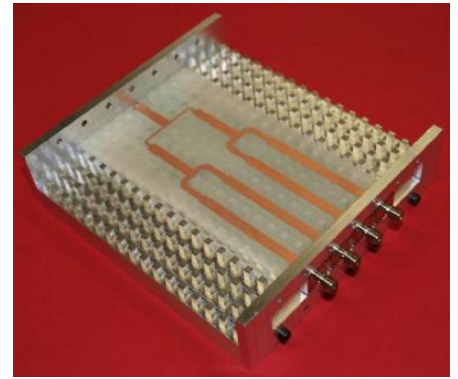
En la Figura 4 podemos ver un ejemplo de cada una de estas versiones fabricadas, siendo la Figura 4 (a) la versión ridge, donde se ve claramente la cresta que se encargará de guiar la potencia entre los pines, en la Figura 4 (b) se puede ver la versión groove, con sus característicos espacios entre los pines para crear una región de paso del campo electromagnético y, finalmente, la versión microstrip en la Figura 4 (c), donde se coloca un sustrato sobre la capa de pines y encima una línea microstrip para dirigir la potencia.



(a)



(b)



(c)

Figura 4. Ejemplos fabricados de las distintas versiones de la tecnología Gap Waveguide: ridge (a) tomada de [15], groove (b) tomada de [29] y microstrip (c) tomada de [15].

Por comodidades a la hora de diseñar y fabricar la antena, hemos escogido el modelo Gap Waveguide basado en Microstrip invertida. Para poder realizar el diseño tendremos que calcular las dimensiones (en base, y altura) de los pines que compondrán la cama de pines, además de la distancia entre ellos, el grosor del sustrato y la distancia entre la línea y la cubierta, todo ello en función de la frecuencia a la que queremos transmitir la señal.

2.2. Desarrollo

Para que la banda prohibida que buscamos esté centrada en 28 GHz hemos consultado el diagrama de dispersión de un solo pin con unas condiciones de contorno periódicas en las direcciones x e y ; y con unas dimensiones y una distancia a la tapa y entre pines concretas (véase la Figura 5).

Los diagramas de dispersión los hemos obtenido, mediante CST Studio Suite en Eigenmode Solver, realizando un *Parameter Sweep* de la fase con 18 iteraciones; y después los hemos exportado a MATLAB para crear la gráfica de la Figura 6, donde se puede apreciar cómo ningún modo es capaz de propagarse en la banda prohibida entre los 25 y los 45 GHz, debido a que varios pines colocados de forma periódica y con unas dimensiones concretas son capaces de generar un *PMC*. Esto impedirá, como explicábamos en el apartado anterior sobre la tecnología Gap Waveguide, la propagación de las ondas electromagnéticas en el medio, solamente si la tapa se encuentra a una distancia menor que $\lambda/4$, como es nuestro caso.

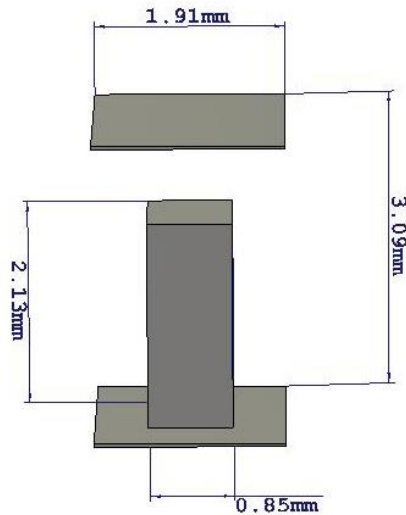


Figura 5. Modelo de un solo pin, con unas dimensiones determinadas para evitar la propagación de ondas entre 25 GHz y 45 GHz

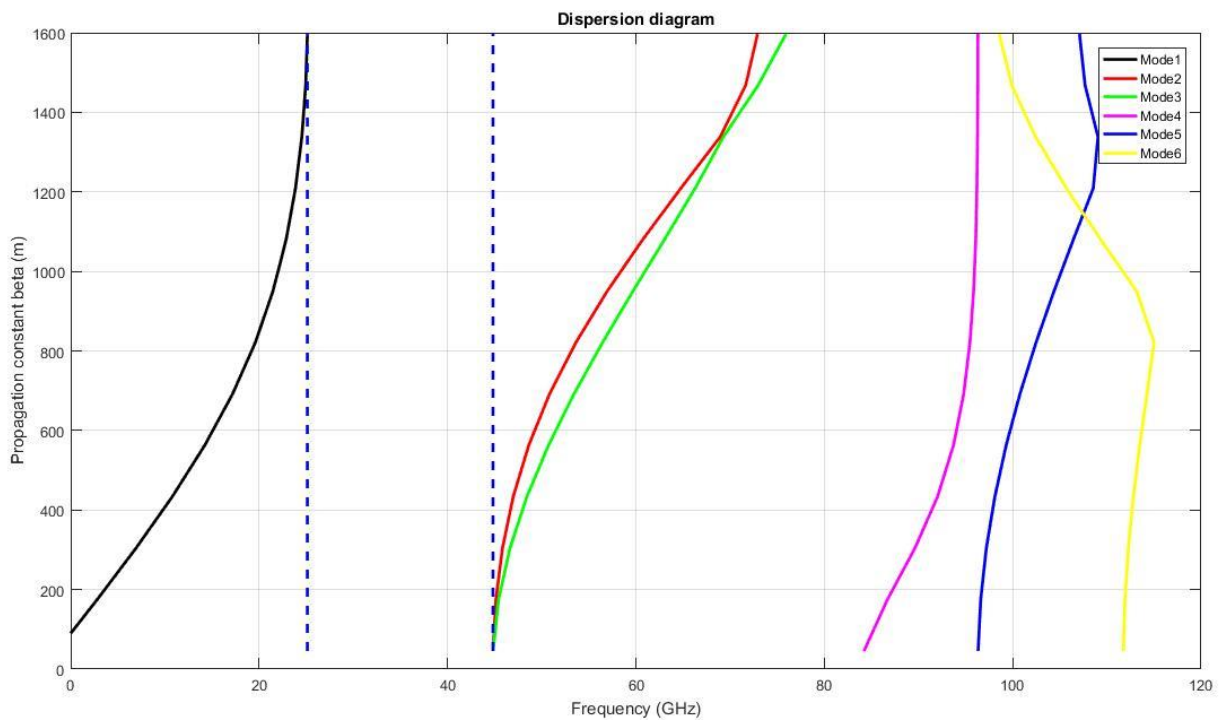


Figura 6. Diagrama de dispersión de una cama infinita de pines, que presenta una banda prohibida entre las frecuencias de 25 GHz y 45 GHz.

Por tanto si utilizamos pines de 0.85 mm de lado por 2.13 mm de alto, distanciados 1.91 mm entre sí y 0.96 mm de separación con la tapa obtenemos un ancho de la banda prohibida de 20 GHz en los que ningún modo se propaga.

El siguiente paso es el de aprovechar la banda prohibida que hemos provocado con la cama de pines para convertir nuestro diseño en una guiaonda. Para ello tendremos que añadir una línea

Microstrip apoyada en una base de sustrato con una permitividad no muy alta: 3, ya que las pérdidas dieléctricas aumentan en función de ésta.

La anchura de la línea Microstrip la calculamos mediante la herramienta de CST Studio Suite: "Calculate analytical Line Impedance", usando el modelo Inverted Suspended Microstrip, ya que es el más parecido al Gap Waveguide Microstrip que estamos utilizando. Obtenemos así una anchura de 2.6 mm

Si realizamos de nuevo el barrido de la fase en Eigenmode Solver, como hicimos para obtener el diagrama de dispersión de la cama de pines, para una línea Microstrip muy simple como muestra la Figura 7; obtendremos un diagrama de dispersión como el de la Figura 8, el cual es similar al anterior pero con una diferencia: uno de los modos cruza claramente la banda prohibida.

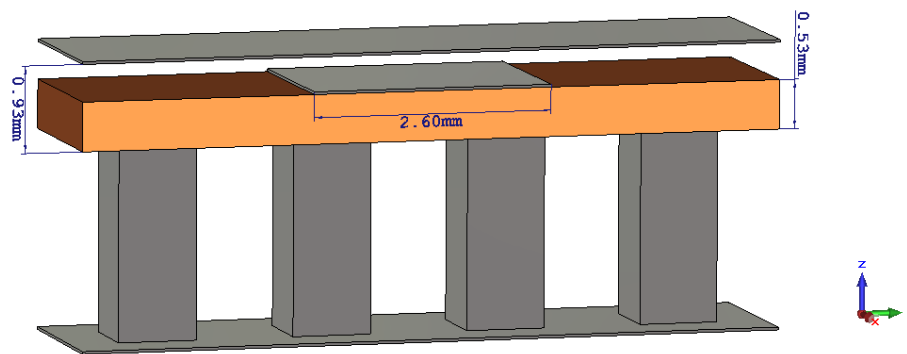


Figura 7. Diseño del modelo Microstrip Gap Waveguide con unas condiciones de contorno periódicas en los ejes x e y.

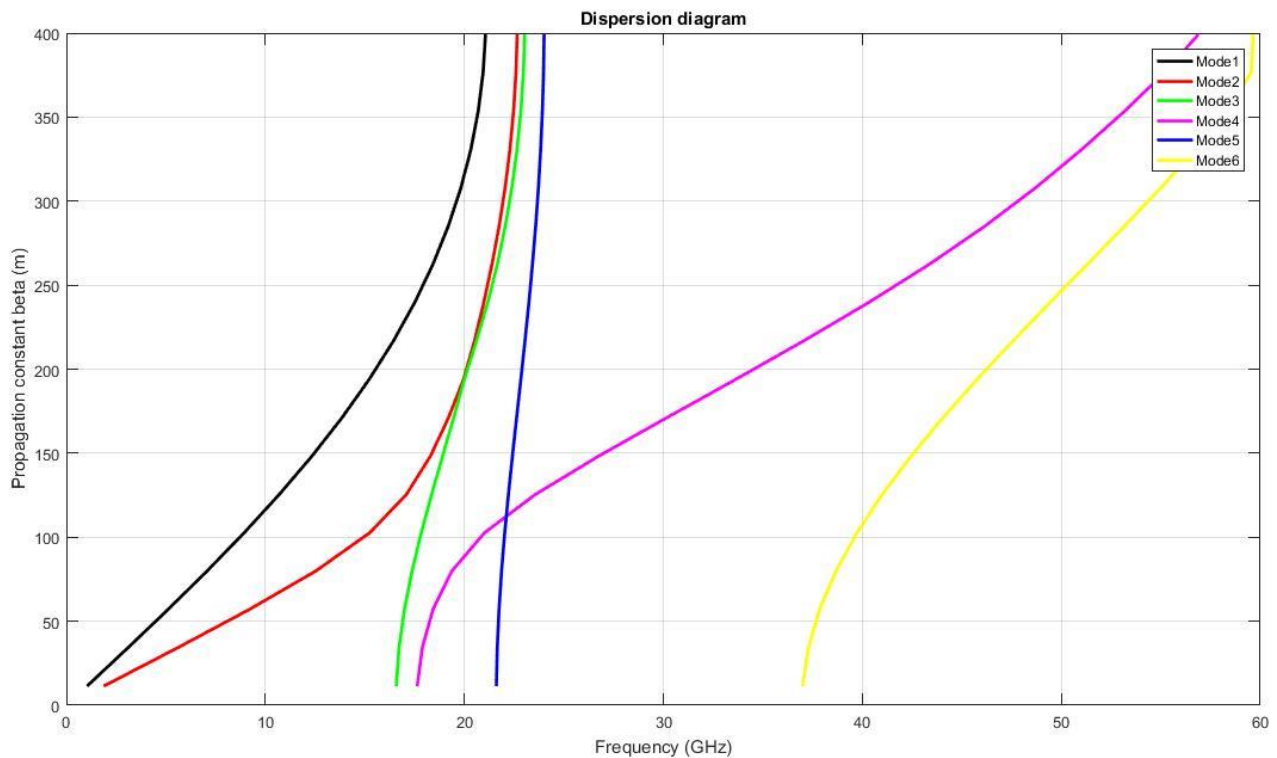


Figura 8. Diagrama de dispersión del modelo Microstrip Gap Waveguide donde se ve que hay un único modo Q-TEM que atraviesa la banda prohibida.

Este comportamiento se debe a que la banda prohibida se mantiene para todos los modos entre los 25 GHz y los 45 GHz, excepto para aquel que se transmite por la línea Microstrip que hemos integrado.

Por tanto podemos confirmar que nuestro modelo funciona como una guíaonda y es capaz de propagar un solo modo por la línea de transmisión. Además vemos que ese modo es Cuasi TEM.

Sin embargo aún no está precisado el grosor del sustrato. Para ello tendremos que fijarnos en los parámetros S; que son posibles de obtener añadiendo puertos a la entrada y a la salida de la línea, sustituyendo las condiciones de contorno periódicas por un espacio abierto (tras haber añadido varios pines más como se ve en la Figura 9), y compilando el diseño en el dominio temporal (Time Domain Solver).

Finalmente podemos apreciar en la Figura 10 que la frecuencia está centrada en torno a los 28 GHz, tal y como queríamos, y el ancho de banda es del 7% aproximadamente.

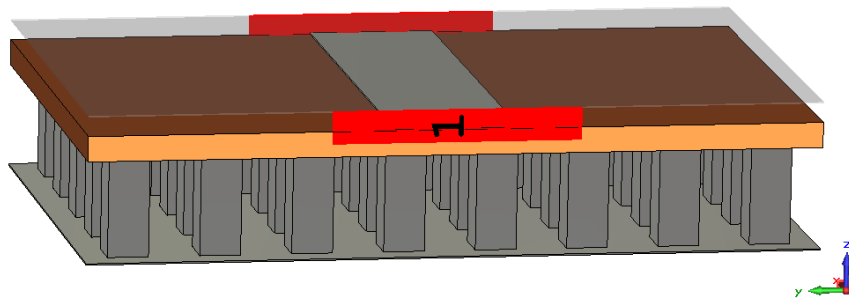


Figura 9. Diseño de una línea de transmisión simple siguiendo el modelo Microstrip Gap Waveguide

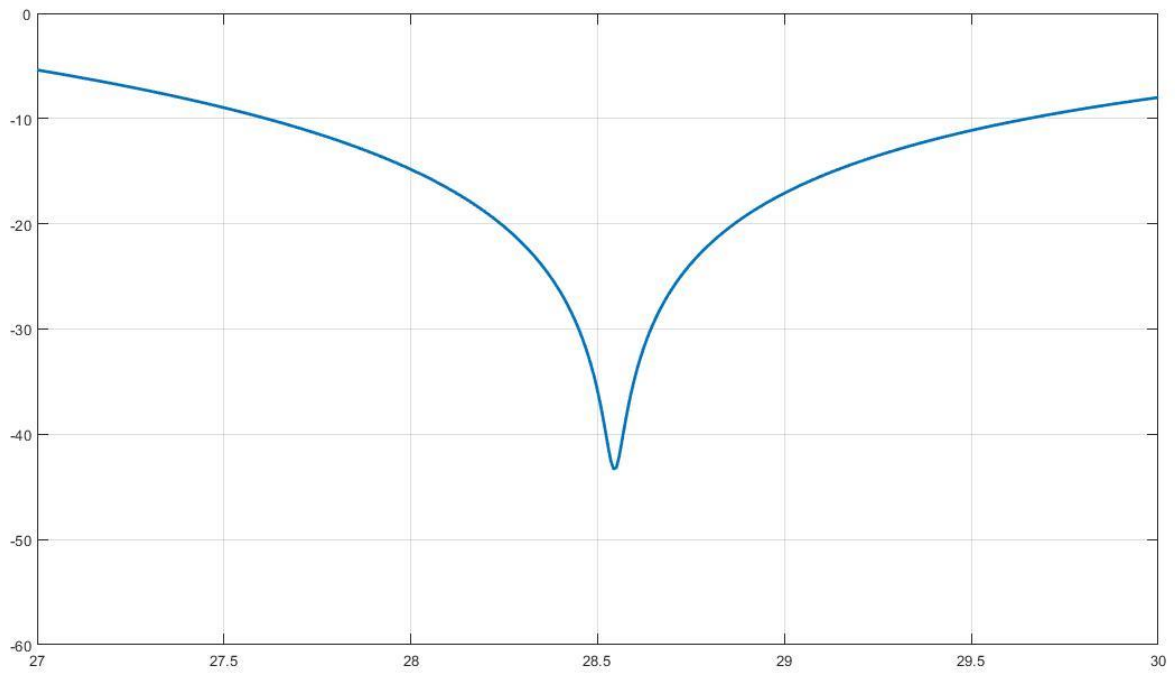


Figura 10. Parámetros S de la línea de transmisión simple siguiendo el modelo Microstrip Gap Waveguide de la Figura 9, centrada en 28 GHz

3. Red de alimentación

En este capítulo vamos a explicar en qué se basa nuestra red de alimentación para cada apertura que forma el array de 2x2, es decir, cómo dividimos la potencia inicial en 4 partes iguales para que la amplitud que excita a cada ranura sea la misma y no haya desfase.

Para simplificar el cálculo de los parámetros que necesitaremos hemos realizado primero un divisor con una entrada y dos salidas, para luego extrapolar el diseño a un divisor con una entrada y cuatro salidas.

3.1. Reparto de potencia

Para poder dividir la potencia con líneas microstrip necesitamos utilizar divisores de potencia sin hacer uso de elementos concentrados resistivos, puesto que estos necesitan de soldaduras, lo cual aporta unas notables pérdidas a altas frecuencias. Quedan descartados por tanto los divisores de Wilkinson entre otros.

Un modelo muy sencillo a realizar es el divisor T. El divisor T debe su nombre a la forma que éste posee (véase la Figura 11, tomada del libro “*Microwave Engineering*” de David M. Pozar [1]), y además es posible aplicarlo a guíasondas basadas en Microstrip.

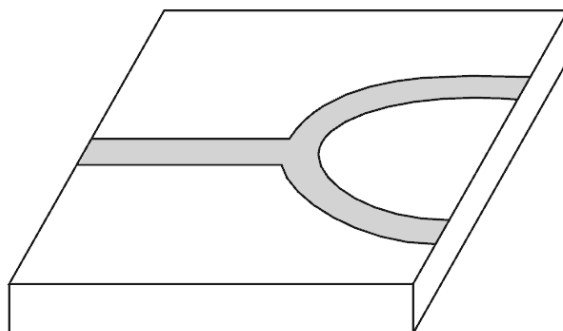


Figura 11. Divisor de potencia en forma de T para líneas Microstrip. [1]

Estos divisores de potencia tienen tres puertos: uno de entrada y dos de salida si queremos separar la potencia, o dos de entrada y uno de salida si lo que queremos es combinar las señales.

El equivalente, en líneas de transmisión, del Divisor T es el que se ilustra en la Figura 12, tomada del capítulo de divisores de David M. Pozar [1]. Con este equivalente calcularemos la potencia transmitida entre puertos, además de la impedancia de las líneas y, por tanto, su anchura.

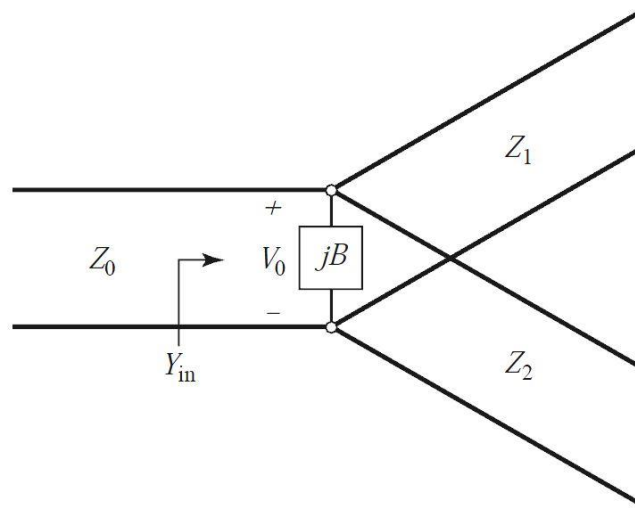


Figura 12. Modelo de líneas de transmisión de un divisor en forma de T. [1]

Tal y como se afirma en el libro de David M. Pozar [1], si no poseemos pérdidas en la línea, las impedancias características son reales, por tanto $B = 0$. En ese caso podemos afirmar lo siguiente:

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}$$

Ecuación 4.1

$$P_1 = P_0 \cdot \left(\frac{Z_0}{Z_1} \right)$$

Ecuación 4.2

Si las potencias de salida son iguales (ya que es un Divisor Microstrip con forma de T simétrico): $P_1 = P_2$, obtenemos la siguiente expresión:

$$\frac{P_1}{P_2} = 1 = \frac{P_0 \cdot \frac{Z_0}{Z_1}}{P_0 \cdot \frac{Z_0}{Z_2}} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

Ecuación 4.3

Es decir, que $Z_1 = Z_2 \leftrightarrow P_1 = P_2$; algo que podíamos haber deducido.

Si sustituimos en la ecuación 4.1 podemos afirmar que, siempre que las potencias de salida sean iguales, las impedancias de la línea de salida son el doble que la impedancia de la línea de entrada:

$$Z_1 = Z_2 = 2 \cdot Z_0$$

Ecuación 4.4

Sin embargo, para lograr que los puertos estén mejor acoplados y así transmitir el máximo de potencia posible, realizaremos unas incisiones anguladas en el cruce entre las tres líneas tal y como muestra la Figura 13

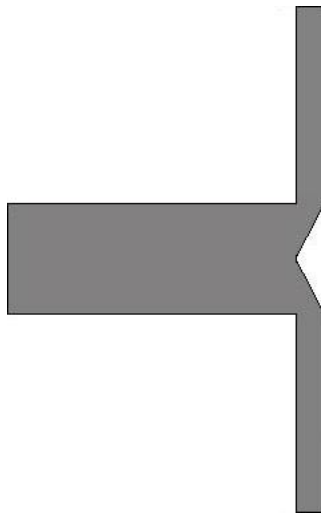


Figura 13. Divisor de potencia en forma de T con incisiones anguladas.

Otra forma de evitar el desacoplo entre los puertos es suavizar la unión entre las líneas de impedancias Z_0 y Z_1 de forma que las ondas se reflejen lo mínimo. Los adaptadores lambda cuartos realizan bien esta función y son muy sencillos de calcular y construir.

Los transformadores lambda cuartos son líneas de transmisión de longitud $\lambda / 4$ y con una impedancia característica Z_2 , que colocaremos entre las líneas con impedancias Z_0 y Z_1 , como ilustra la Figura 14.

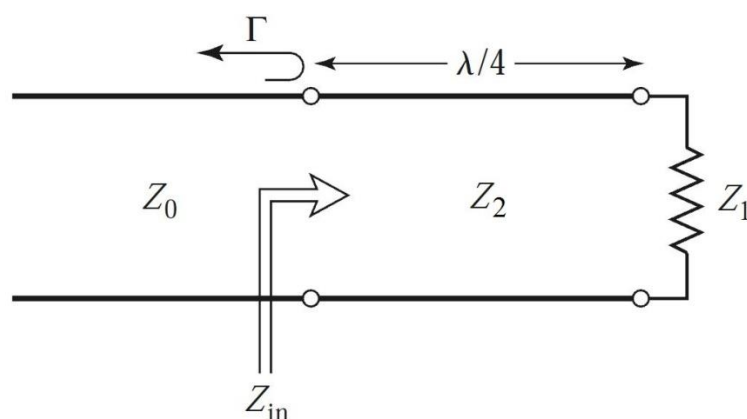


Figura 14. Transformador $\lambda/4$ con una carga Z_1 al final de la línea. [1]

Las ecuaciones que relacionan los parámetros de la Figura 14 son las siguientes:

$$Z_{in} = \frac{Z_2^2}{Z_1}$$

Ecuación 4.5

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

Ecuación 4.6

Si queremos que el puerto de entrada esté acoplado, el coeficiente de reflexión ha de ser nulo, $\Gamma = 0$; para ello no debe haber discontinuidad entre las líneas, es decir, $Z_{in} = Z_0$.

Si, a partir de esta información, continuamos desarrollando la ecuación 4.5,

$$Z_2 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_0}$$

Ecuación 4.7

Es importante apreciar que antes teníamos cierto desacople debido a que Z_0 y Z_1 son distintas; por tanto, al existir una discontinuidad, el coeficiente de reflexión era distinto de 0. Con el adaptador $\lambda/4$ hemos conseguido que la impedancia de entrada Z_{in} sea equivalente a Z_0 , evitando así la discontinuidad que reflejaba las ondas. Es importante que la longitud de estos adaptadores sea $\lambda / 4$ para impedir el desfase entre las señales que lo cruzan.

En el siguiente apartado (3.2. *Divisor con una entrada y dos salidas*) comprobaremos cómo influyen las incisiones anguladas y el transformador lambda cuartos en la red de alimentación basada en Microstrip Gap Waveguide.

3.2. *Divisor con una entrada y dos salidas*

Nuestro objetivo en este apartado es diseñar un divisor simple con una entrada y dos salidas para comprobar que funciona como esperamos y es capaz de dividir la potencia en dos partes iguales.

Una vez se han aclarado las bases teóricas y las ecuaciones que debemos usar, procedemos a calcular el valor de los parámetros de impedancia para las líneas de nuestro diseño. En nuestro caso $Z_0 = 50 \Omega$. Si lo sustituimos en la ecuación 4.4, obtenemos que $Z_1 = Z_2 = 100 \Omega$.

Con esta información podemos realizar un primer diseño sin contar con los adaptadores lambda cuartos ni las incisiones anguladas como se muestra en la siguiente imagen (Figura 15).

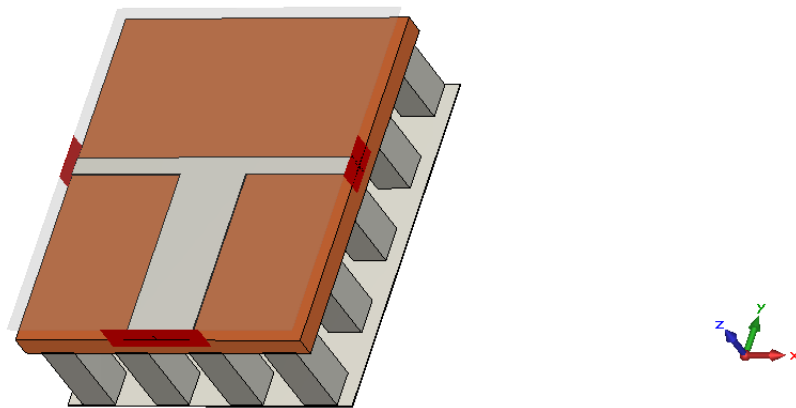


Figura 15. Modelo del divisor de potencia con una entrada y dos salidas basado en tecnología Microstrip Gap Waveguide, sin incisiones anguladas ni adaptadores $\lambda/4$.

Sin embargo, si ahora aplicamos el modelo con incisiones anguladas (Figura 16), y observamos con detalle la gráfica de los parámetros S de la Figura 18, donde se comparan estas gráficas; se puede observar que el parámetro S_{11} es menor para la mayoría de frecuencias visibles en la gráfica, sobretodo en frecuencias cercanas a los 28 GHz, por lo tanto podemos afirmar que las incisiones anguladas nos han ayudado a acoplar el puerto de entrada.

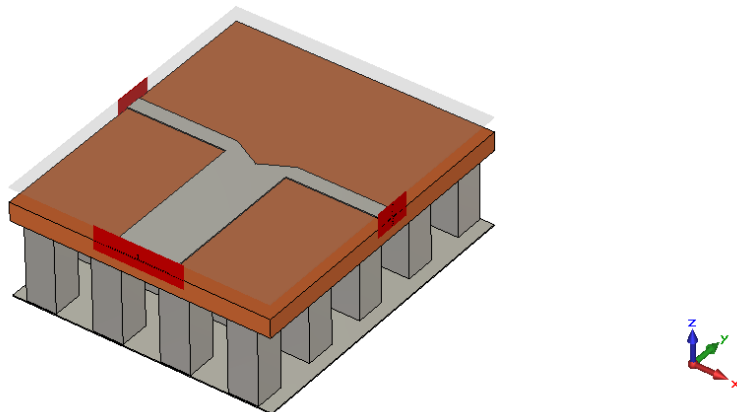


Figura 16. Modelo del divisor de potencia con una entrada y dos salidas basado en tecnología Microstrip Gap Waveguide, con incisiones anguladas y sin adaptadores $\lambda/4$.

Por otro lado, como hemos visto en el apartado 3.1. Reparto de potencia, los elementos más importantes para que la reflexión sea ínfima y, por tanto, para que los puertos estén adaptados, son los transformadores lambda cuartos.

Para poder utilizar estos adaptadores tenemos que calcular la impedancia característica de este tramo. Si sustituimos los valores que conocemos en la ecuación 4.7, obtenemos que $Z_2 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_0} \cong 70 \Omega$.

Además sabemos que, para una frecuencia de 28 GHz, $\lambda \cong 10 \text{ mm}$, por ende la longitud de estos tramos es $\lambda/4 \cong 2.5 \text{ mm}$.

En la Figura 17 se puede observar el diseño del divisor de potencia con incisiones anguladas de la Figura 16, al cual le hemos añadido los transformadores lambda cuartos con los parámetros que acabamos de calcular.

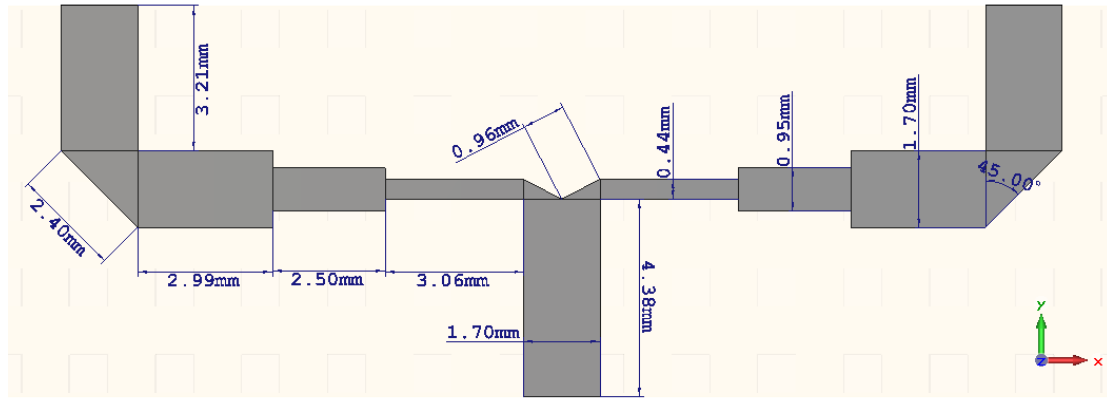


Figura 17. Modelo final del divisor de potencia con una entrada y dos salidas basado en tecnología Microstrip Gap Waveguide, con incisiones anguladas y adaptadores $\lambda/4$.

Como esperábamos, en la Figura 18 puede comprobarse que la adaptación del puerto de entrada es mucho mayor si se utilizan adaptadores.

En esta figura vemos que si no utilizamos incisiones anguladas ni transformadores lambda cuartos en el divisor, el parámetro S11 tiene poca pendiente en comparación con el modelo final del divisor, alcanzando un valor mínimo de -18 dB aproximadamente a 28.5 GHz; y -4 dB para los parámetros de scattering de transmisión, lo que significa que se transmite cerca del 40% de la señal de entrada a cada salida, pero el resto retorna a la entrada y se pierde.

Sin embargo en el caso del divisor final, en el que se han utilizado adaptadores lambda cuartos, los parámetros de transmisión alcanzan los -3.3 dB, lo que implica que la señal se divide casi al 50% entre los dos puertos de salida. Esto explica que haya muchas menos pérdidas en torno a los 28.5 GHz en este último caso.

A la escala en la que se encuentra la Figura 18 no se puede obtener el ancho de banda de forma exacta, pero podemos intuir que éste será poco mayor que el 20% (aproximadamente entre 6 y 7 GHz de ancho de banda)

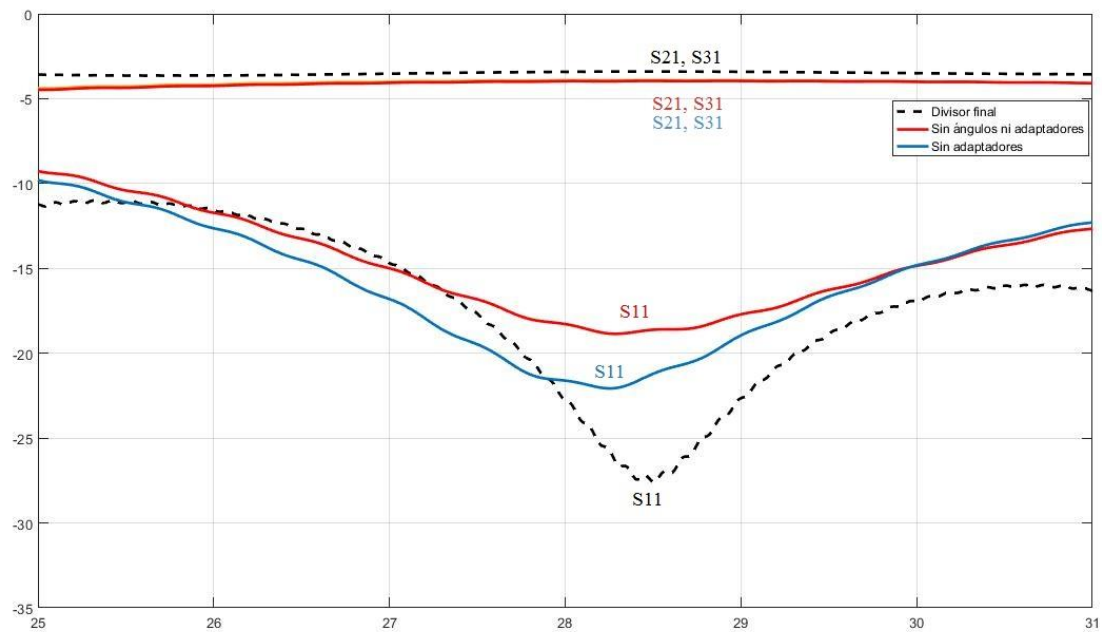


Figura 18. Comparación de los parámetros S obtenidos sin ángulos ni adaptadores (rojo), sin adaptadores (azul) y completo (negro discontinuo) del divisor de potencia con una entrada y dos salidas.

En la Figura 19 podemos ver una representación esquemática del divisor con una entrada y dos salidas que nos resultará útil para el siguiente apartado; donde la potencia de salida seguirá, aproximadamente, la siguiente ecuación:

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2} \cdot P_1$$

Ecuación 4.8

Siendo P_1 la potencia de entrada, y P_2 y P_3 las de salida.

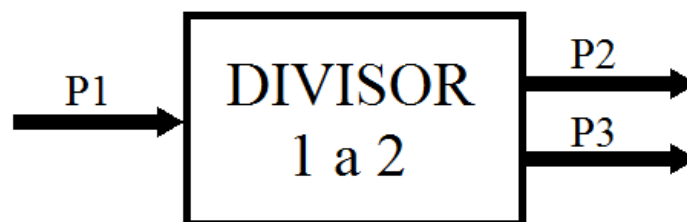


Figura 19. Representación esquemática del divisor de una entrada y dos salidas, siendo P_1 la potencia de entrada; y P_2 y P_3 las potencias de salida.

Podemos concluir este apartado observando la Figura 20, la cual representa una simulación de cómo el campo eléctrico y, por ende, la potencia, atraviesan el divisor de una entrada y dos salidas.

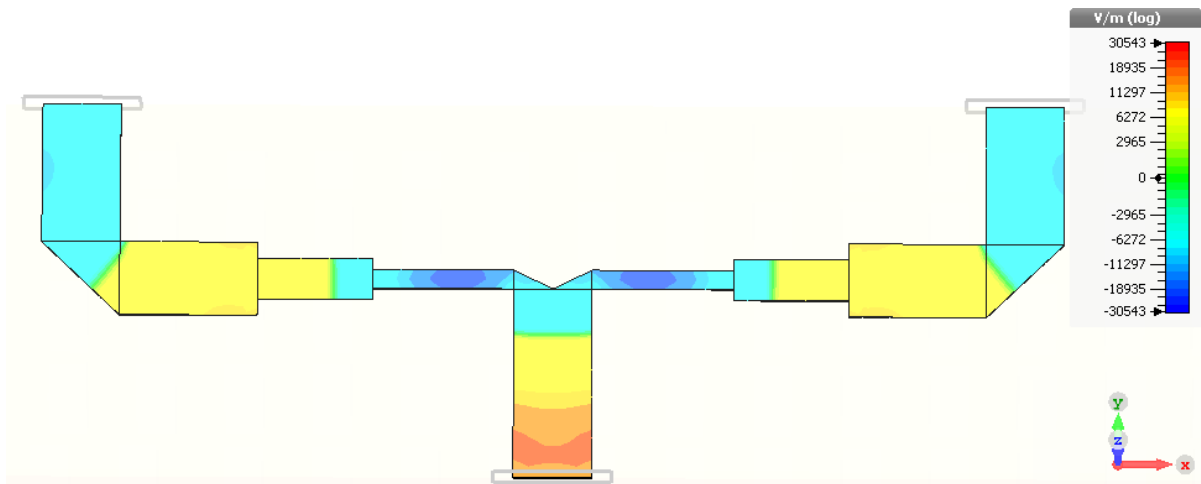


Figura 20. Campo eléctrico en las guías del divisor de potencia con una entrada y dos salidas.

3.3. Divisor con una entrada y cuatro salidas

En el apartado anterior hemos definido un divisor con una entrada y dos salidas, para el que, como hemos visto en la Figura 18, a 28 GHz, la reflexión es mínima y la transmisión de potencia, por tanto, alcanza los -3.3 dB. La potencia se divide en dos por igual entre los puertos de salida.

Nuestro objetivo en este apartado es utilizar los divisores con una entrada y dos salidas que se representan en la Figura 17 para que, al final, se divida la potencia de una sola entrada por igual entre cuatro puertos de salida, que a su vez serán las entradas de la siguiente parte de nuestra del diseño: las antenas de apertura.

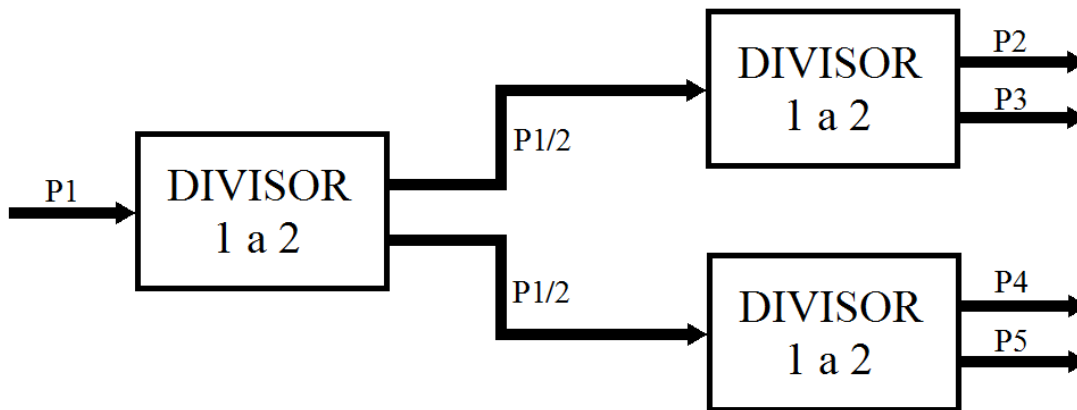


Figura 21. Representación esquemática del divisor de potencia con una entrada y cuatro salidas, diseñado mediante tres divisores de potencia con una entrada y dos salidas. P_1 es la potencia de entrada, y P_2 , P_3 , P_4 y P_5 las potencias de salida.

Teóricamente podemos calcular las potencias de salida en función de la de entrada (P_0), mediante la ecuación 4.8.

$$P_2 = P_3 = P_4 = P_5 = \frac{P_1}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{4} \cdot P_1$$

Ecuación 4.9

O, lo que es lo mismo, el resultado esperado para los parámetros S es:

$$S_{21} = S_{31} = S_{41} = S_{51} = 0.25 \cong -6 \text{ dB}$$

Sabiendo esto hemos desarrollado el esquema de la Figura 21 sustituyendo los bloques por su diseño detallado de CST Studio Suite como muestra la Figura 22.

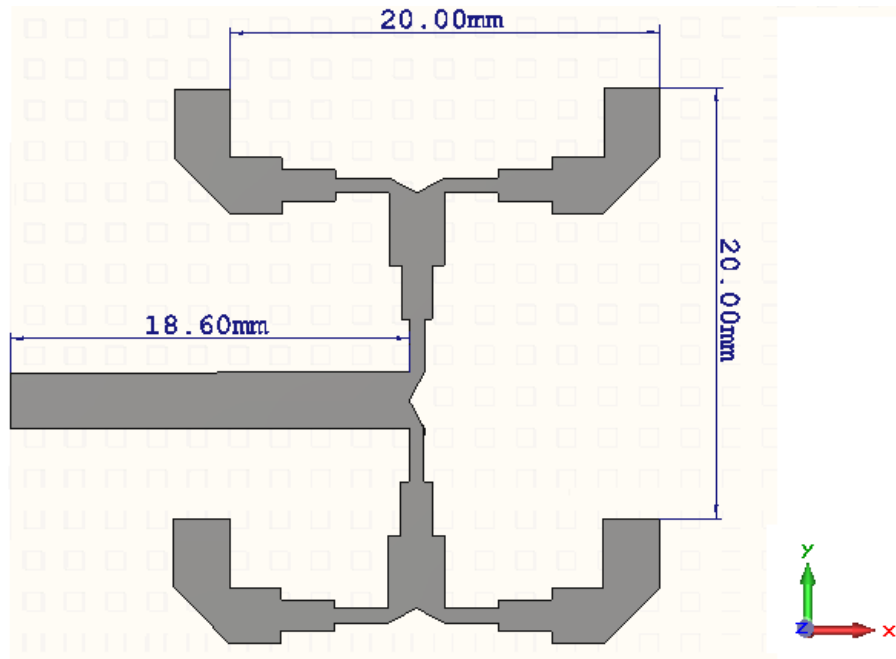


Figura 22. Modelo final del divisor de potencia con una entrada y cuatro salidas separadas 2λ , basado en tecnología Microstrip Gap Waveguide

En esta figura se puede observar que el diseño del divisor con una entrada y cuatro salidas no tiene simetría en ninguna de las direcciones. Esto es debido a que hemos orientado todas las salidas del divisor en la misma dirección y sentido para que las ranuras que componen la antena de array en forma de matriz 2×2 estén en fase y no creen interferencias entre sí.

Además es importante tener en cuenta que, para que el array de antenas sea efectivo, estas deben encontrarse a la misma distancia, que en nuestro caso hemos estipulado como 2λ . Esto provocará Grating Lobes ya que la distancia es mayor que λ , pero en nuestro caso es inevitable dada la estructura de nuestros divisores. Entraremos en más detalle acerca de los arrays en el capítulo 4. Diseño de la antena.

Podemos comprobar mediante la gráfica de parámetros S de la Figura 23 que, tal y como esperábamos, la transferencia de potencia entre la entrada y los puertos de salida es, aproximadamente, -6.3 dB, lo que equivale linealmente a una cuarta parte del total por cada puerto. El ancho de banda en este caso está otra vez en torno al 20%, como en el apartado anterior (3.1. Reparto de potencia)

De nuevo concluimos este apartado mostrando cómo se transmiten las ondas electromagnéticas por la guíaonda sin pérdidas en la Figura 24. Se observa que este campo es totalmente simétrico a simple vista entre los cuatro puertos de salida.

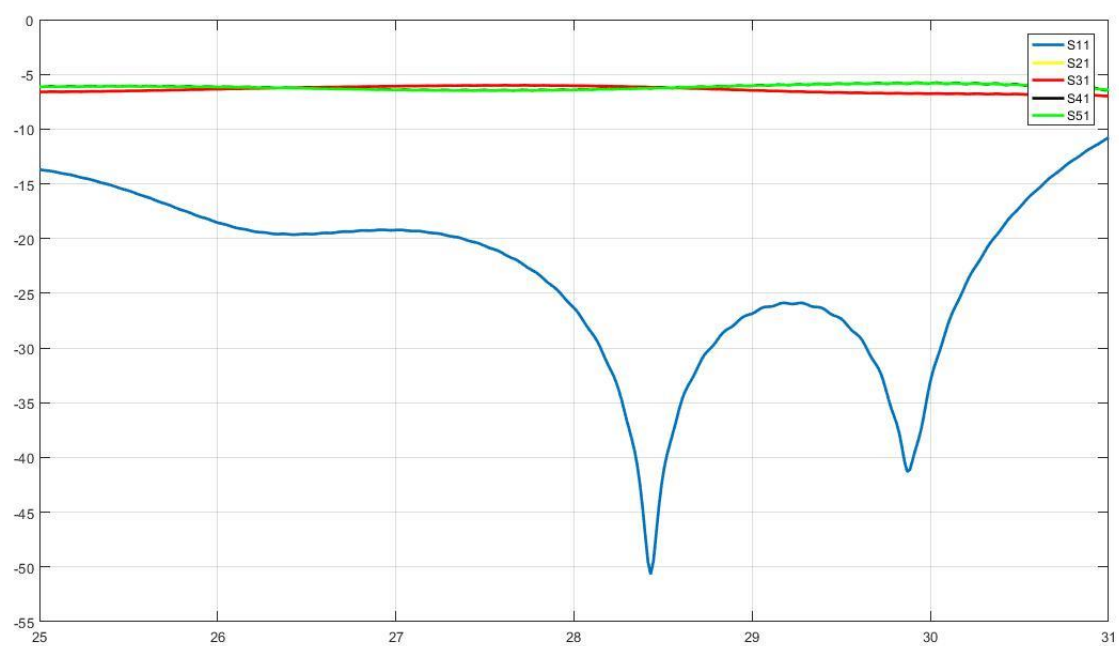


Figura 23. Parámetros S del divisor de potencia con una entrada y cuatro salidas

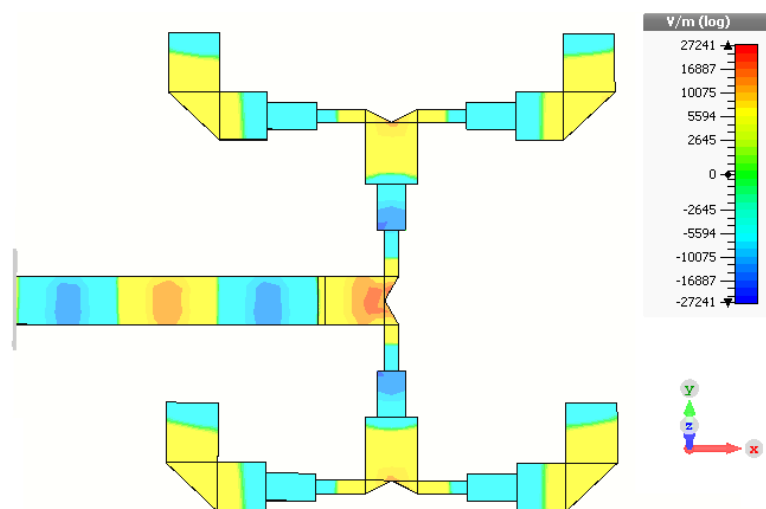


Figura 24. Campo eléctrico en las guías del divisor de potencia con una entrada y cuatro salidas.

4. Diseño de la antena

4.1. Apertura

Para realizar el diseño de la antena que se va a encargar de radiar las ondas en la dirección deseada hemos tomado la referencia [9], donde la antena es de apertura con unas dimensiones concretas para radiar a 10 GHz.

Hemos tenido que rehacer este diseño cambiando las dimensiones de la línea Microstrip y la apertura para poder emitir señales en torno a los 28 GHz de frecuencia..

El diseño se basa en una antena de ranura. Este tipo de antenas son muy típicas y tienen mucho tiempo, y se complementan muy bien con antenas de tipo dipolo. Pueden además tomar muchas formas y orientaciones distintas como muestra la Figura 25.

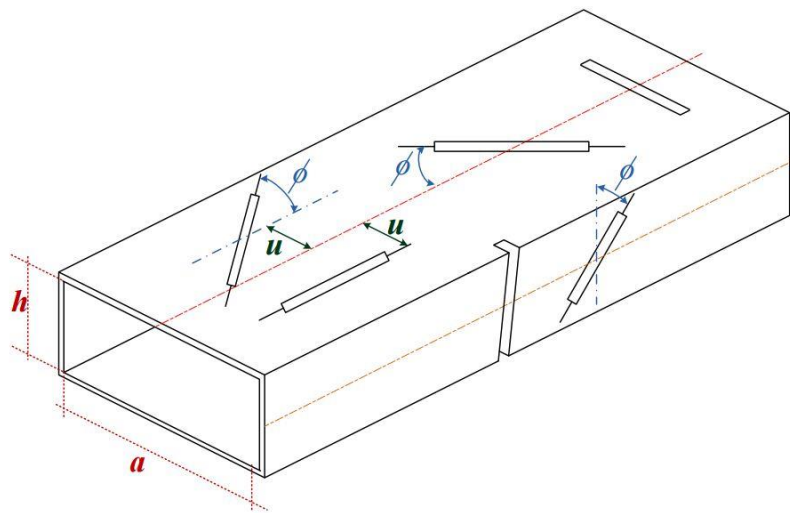


Figura 25. Ejemplos de disposición de antenas de ranura en una guíaonda rectangular [4]

Tomando como referencia lo que se explica en el capítulo 5.2.1 *Broad Wall Longitudinal Slots*, del libro *Phased Array Antennas* de Hansen R.C., hemos hecho una primera prueba de las dimensiones que debe de tener nuestra ranura. Las dimensiones que utiliza Hansen R.C. en ese capítulo son de 0.9 pulgadas (22.86 mm) y de 0.4 pulgadas (10.16 mm) para a y b respectivamente a 10 GHz aproximadamente. Hemos adecuado el largo y ancho para nuestra frecuencia, obteniendo el siguiente resultado aproximado:

$$a \cong 7.62 \text{ mm}$$

$$b \cong 3.39 \text{ mm}$$

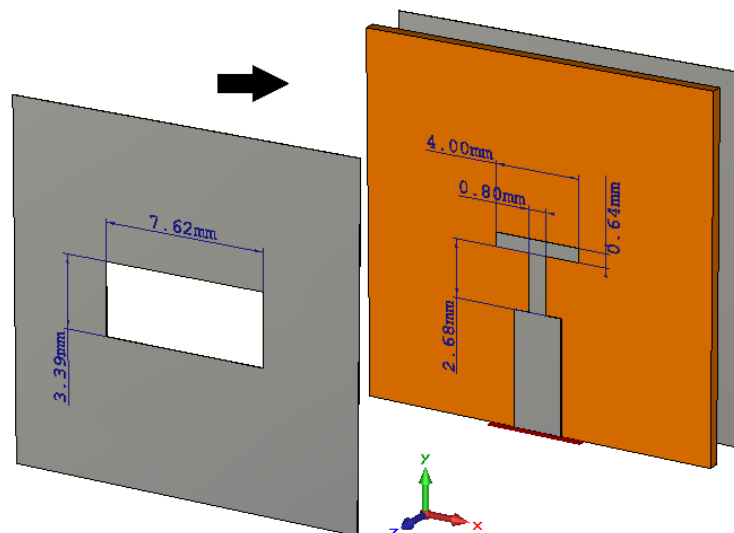


Figura 26. Diseño de una sola apertura con dimensiones $a=7.62\text{mm}$ y $b=3.39\text{mm}$ combinada con una antena de dipolo

En la Figura 26 podemos ver que, entre la terminación de la línea microstrip y el dipolo que excitará la ranura hemos colocado un stub de adaptación que se encargará de favorecer el acoplo de la energía entre estas dos partes transformando la impedancia vista desde el puerto de entrada [9]. Esta parte del diseño es importante pues cumple la misma función que los adaptadores lambda cuartos comprendidos en el capítulo anterior, 3.1. Reparto de potencia.

Con estos valores hemos obtenido unos resultados para los parámetros de Scattering acordes con nuestro objetivo de centrar la frecuencia en 28 GHz (véase la Figura 27); además de sus respectivos diagramas de radiación, plasmados en las Figura 28, 29 y 30, cuya forma se asemeja mucho a la esperada: una directividad baja con un valor de 7.43 dBi, ya que el haz principal es muy ancho.

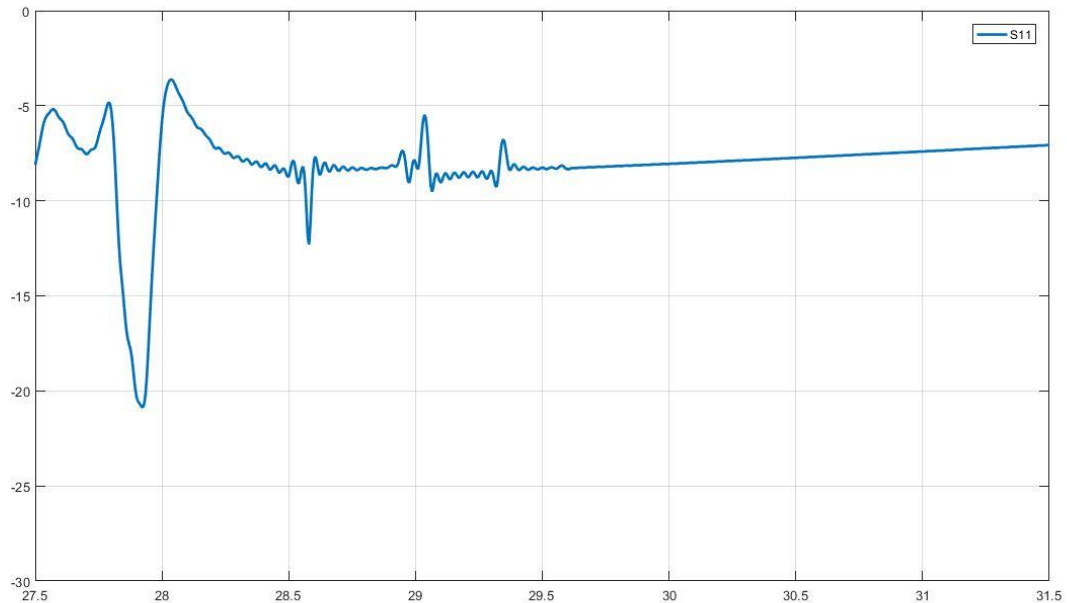


Figura 27. Parámetros S para el diseño de una sola apertura con dimensiones $a=7.62\text{mm}$ y $b=3.39\text{mm}$.

El objetivo de controlar que la frecuencia a la que radia la ranura esté en torno a los 28 GHz es muy importante debido a que a esa frecuencia tienen que coincidir los diseños del divisor con una entrada y cuatro salidas de la Figura 22, y los diseños de las antenas de apertura. De otra forma se estaría reflejando la potencia en el dipolo y los parámetros S de la Figura 23 cambiarían totalmente ya que no habría acoplamiento entre ambos modelos.

Por otro lado podemos interpretar el diagrama de radiación de la ranura a 28 GHz (Figura 29), viendo que el lóbulo principal es muy ancho; por tanto la directividad no es suficiente para realizar comunicaciones satelitales. Para evitar una anchura de haz tan grande es necesario colocar nuestras antenas de tipo ranura en un array, como explicaremos en el siguiente apartado.

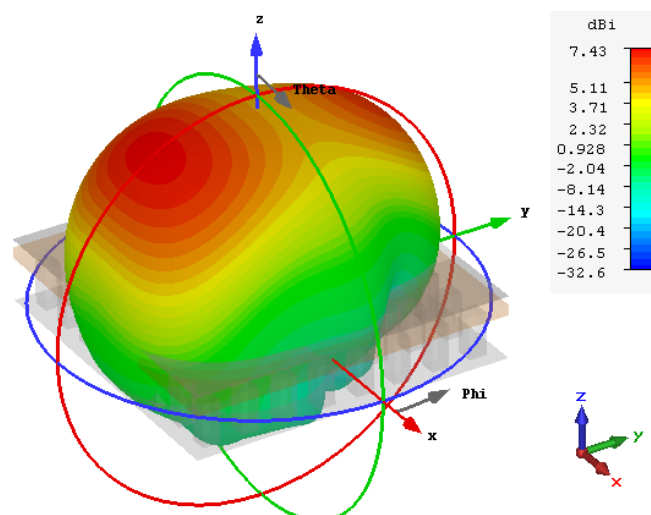


Figura 28. Diagrama de radiación 3D de una sola apertura con dimensiones $a=7.62\text{mm}$ y $b=3.39\text{mm}$.

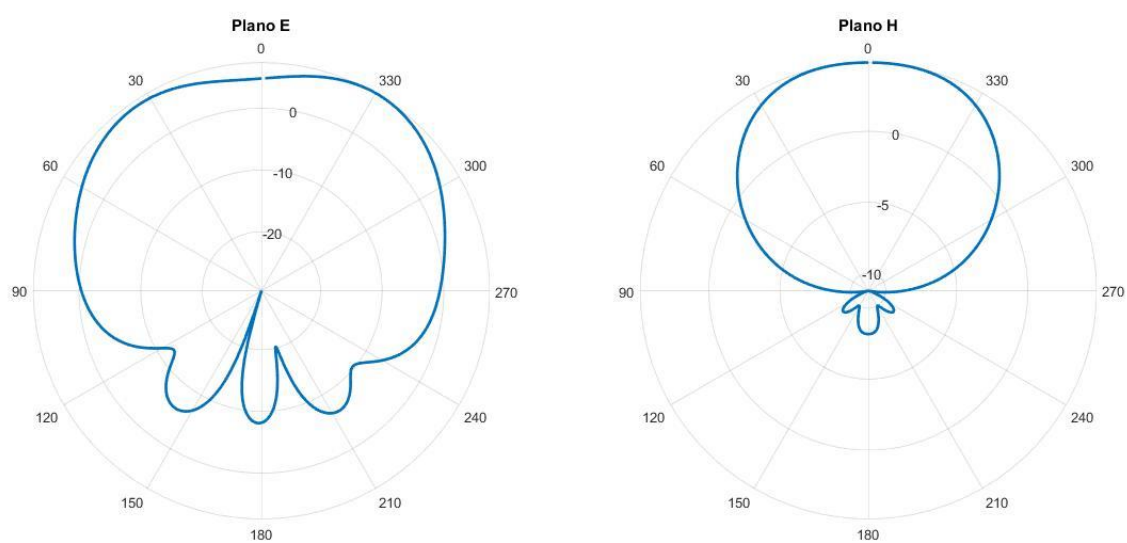


Figura 29. Diagrama de radiación de una apertura con dimensiones $a=7.62\text{mm}$ y $b=3.39\text{mm}$, en forma polar, visto desde los planos E y H

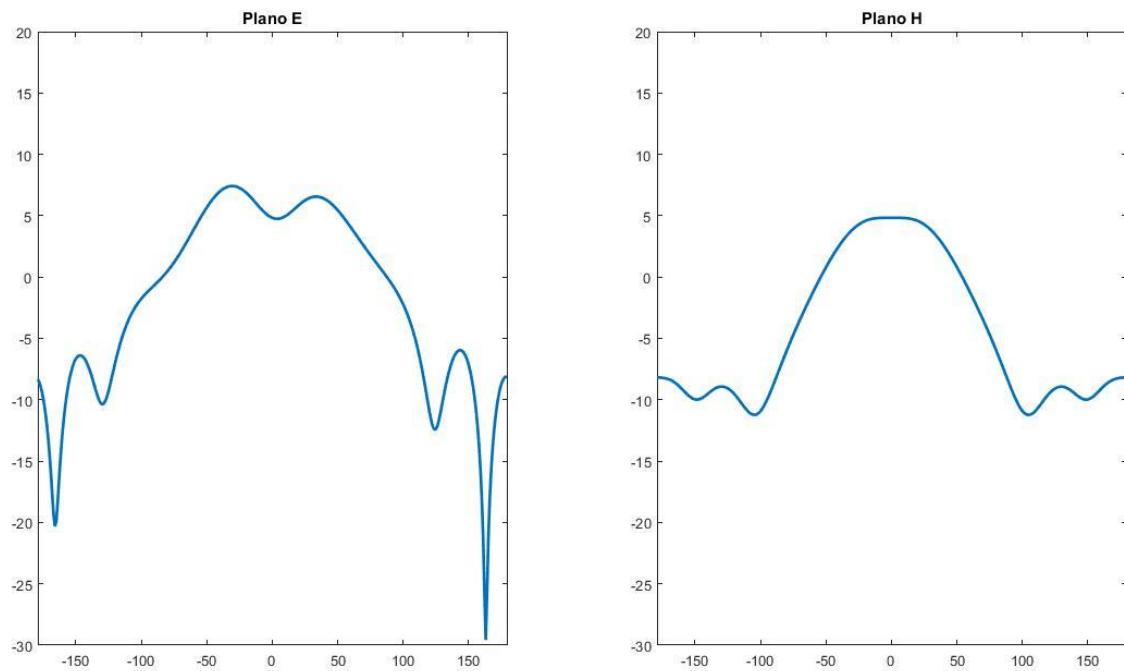


Figura 30. Diagrama de radiación de una apertura con dimensiones $a=7.62\text{mm}$ y $b=3.39\text{mm}$, en forma cartesiana, visto desde los planos E y H

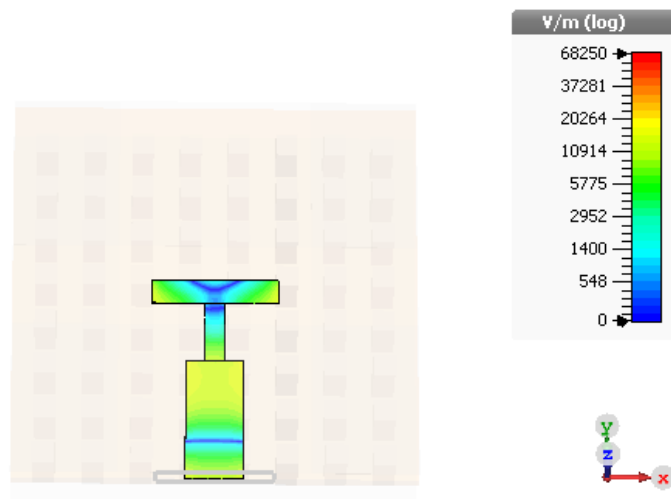


Figura 31. Campo eléctrico en las líneas Microstrip de la antena de tipo dipolo que se utiliza para excitar la apertura

4.2. Integración con la red de alimentación

Las antenas satelitales están diseñadas para intercambiar información con puntos muy lejanos pero que, por otro lado, están fijos apuntando hacia una dirección determinada. Es por esto por lo que requieren de una directividad elevada, es decir, el lóbulo principal del diagrama de radiación ha de ser muy estrecho para concentrar en una pequeña área la máxima potencia posible.

Una de las principales aplicaciones de los arrays es, precisamente, el de aumentar la directividad de una sola antena. Es por esto por lo que ha sido necesario agrupar varias antenas de este tipo, en forma de array 2x2.

Una vez ha sido repartida la señal que queremos transmitir en cuatro partes iguales en amplitud y fase, tal y como explicábamos en el capítulo 3. Red de alimentación; y después de haber diseñado las antenas que vamos a utilizar, hemos unido ambos diseños como se ilustra en la Figura 32 para comenzar a estudiar cómo actúan las ondas en el campo lejano.

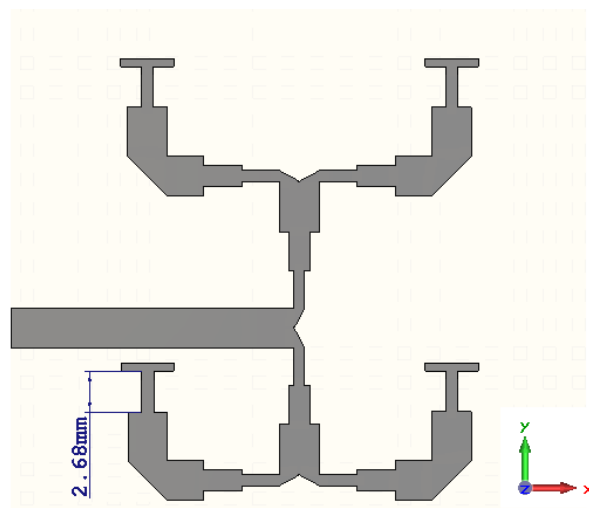


Figura 32. Primer diseño del array 2x2 de aperturas integradas en la red de alimentación

Sin embargo, antes de fijarnos en los diagramas de radiación vamos a comprobar que el campo eléctrico que recorre las líneas Microstrip es lo más simétrico posible. Para ello recurrimos a la Figura 33, donde vemos claramente que el campo de la apertura inferior izquierda se ve afectada por la línea Microstrip de entrada. Este inesperado error se puede solucionar acortando la longitud de las aperturas a 1.61 mm ($\sim 0.15 \cdot \lambda$) en vez de 2.68 mm ($\sim \lambda/4$). Observamos en la Figura 35 cómo el campo eléctrico sobre las líneas Microstrip de la apertura inferior izquierda no se ve tan afectado por la línea de entrada tras este ajuste.

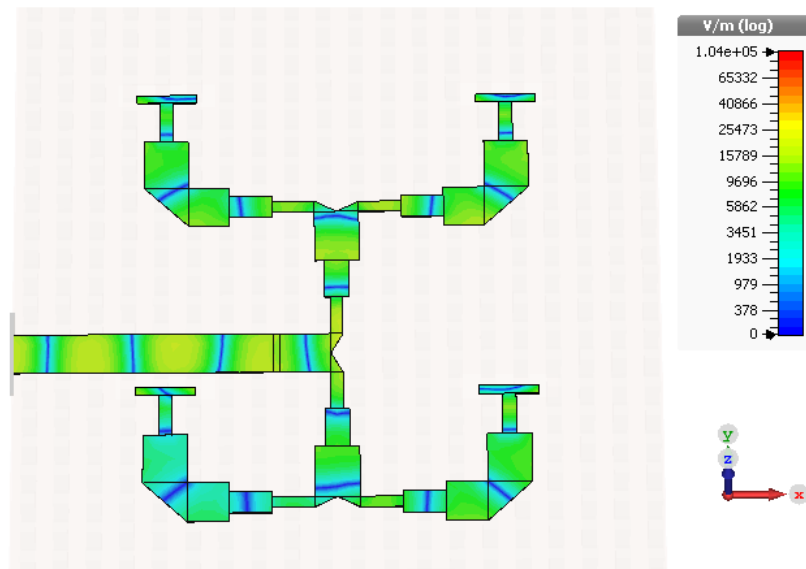


Figura 33. Simulación del campo eléctrico sobre las líneas Microstrip del primer diseño del array 2x2 de aperturas.

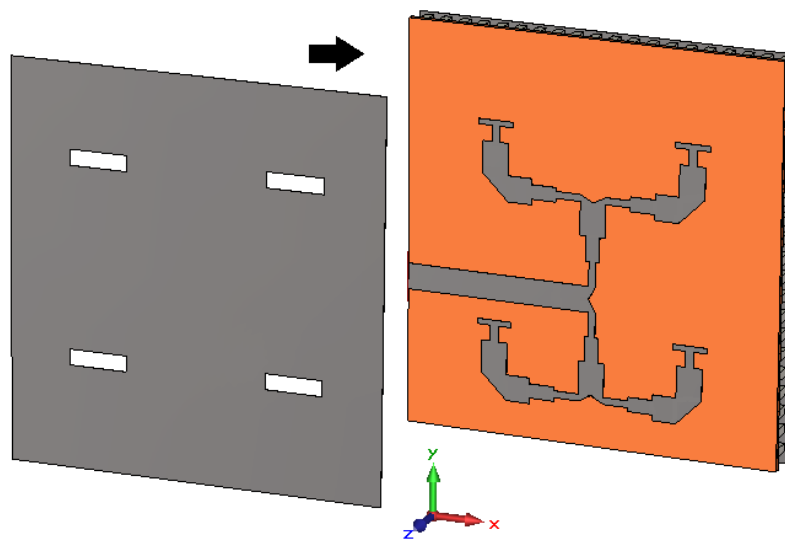


Figura 34. Diseño final del array 2x2 de aperturas integradas en la red de alimentación

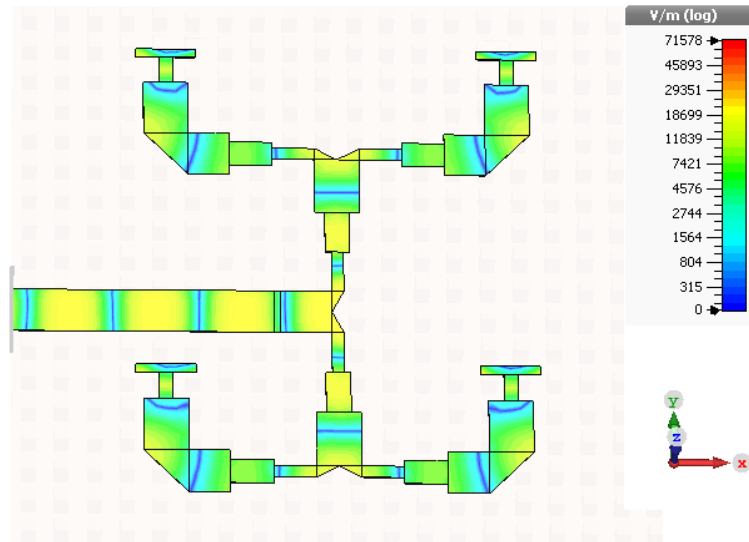


Figura 35. Simulación del campo eléctrico sobre las líneas Microstrip del diseño final del array 2x2 de aperturas.

Pese a que la solución aportada en el párrafo anterior debería de perjudicar al acoplo entre la red de alimentación y las antenas de tipo dipolo, debido a que esa parte de la antena tenía una función de transformador $\lambda/4$; al haber reducido el impacto que provocaba la línea Microstrip de entrada en la apertura inferior izquierda, el resultado final es beneficioso para nuestros parámetros de Scattering de la Figura 36. En ella vemos cómo el parámetro S11 del diseño final representa un modelo con mayor acoplamiento y, por tanto, menores pérdidas de retorno a 28 GHz. Además su ancho de banda es aproximadamente del 10% (3 GHz de ancho de banda).

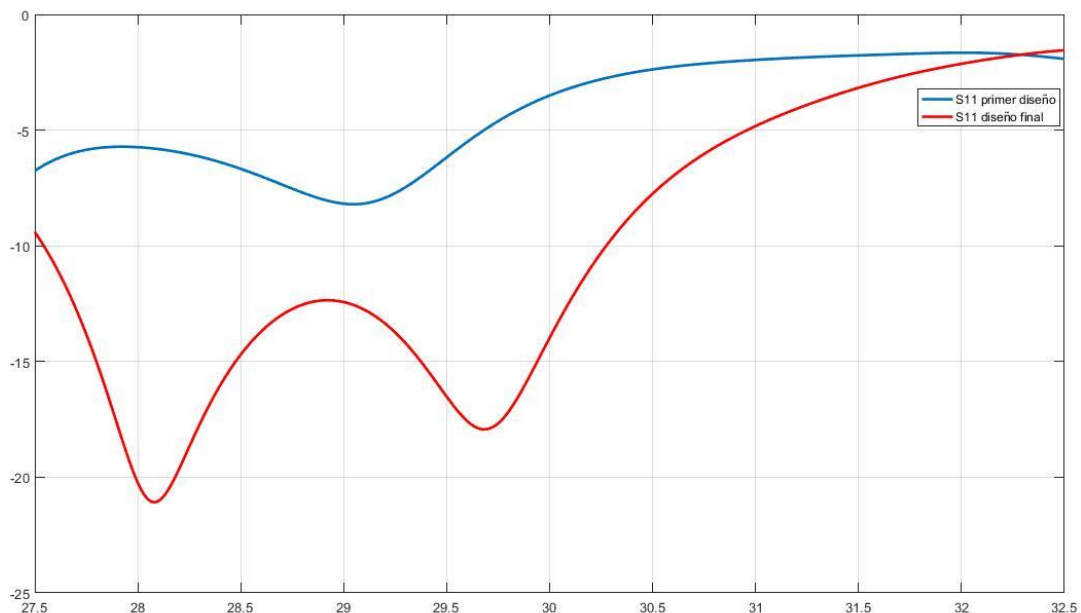


Figura 36. Comparación entre los parámetros S del primer diseño, en el cual las aperturas tenían una longitud de 2.68 mm y del diseño final, donde las aperturas miden 1.61 mm de largo

Una vez hemos reducido el problema de cercanía con la línea Microstrip de entrada podemos proceder, como decíamos anteriormente, a estudiar los resultados de los diagramas de radiación.

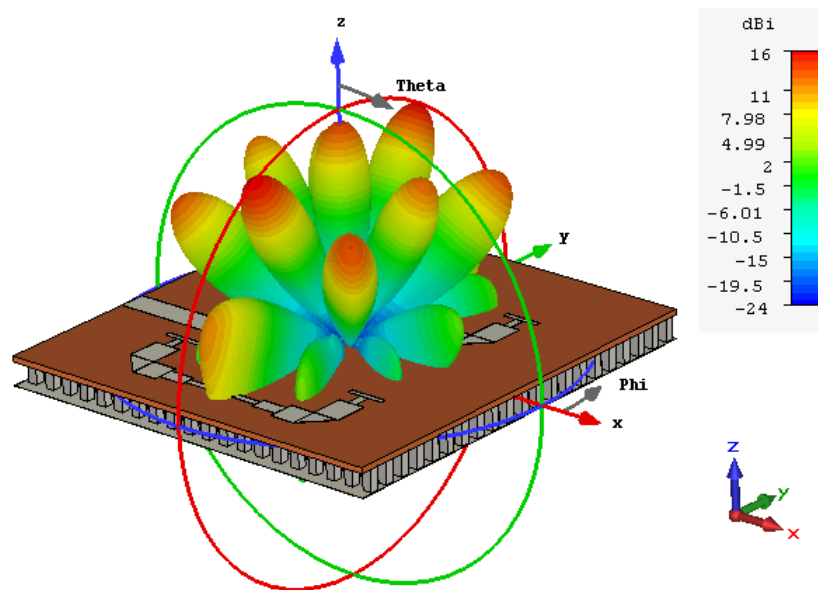


Figura 37. Diagrama de radiación 3D del array 2x2 de aperturas integradas en la red de alimentación

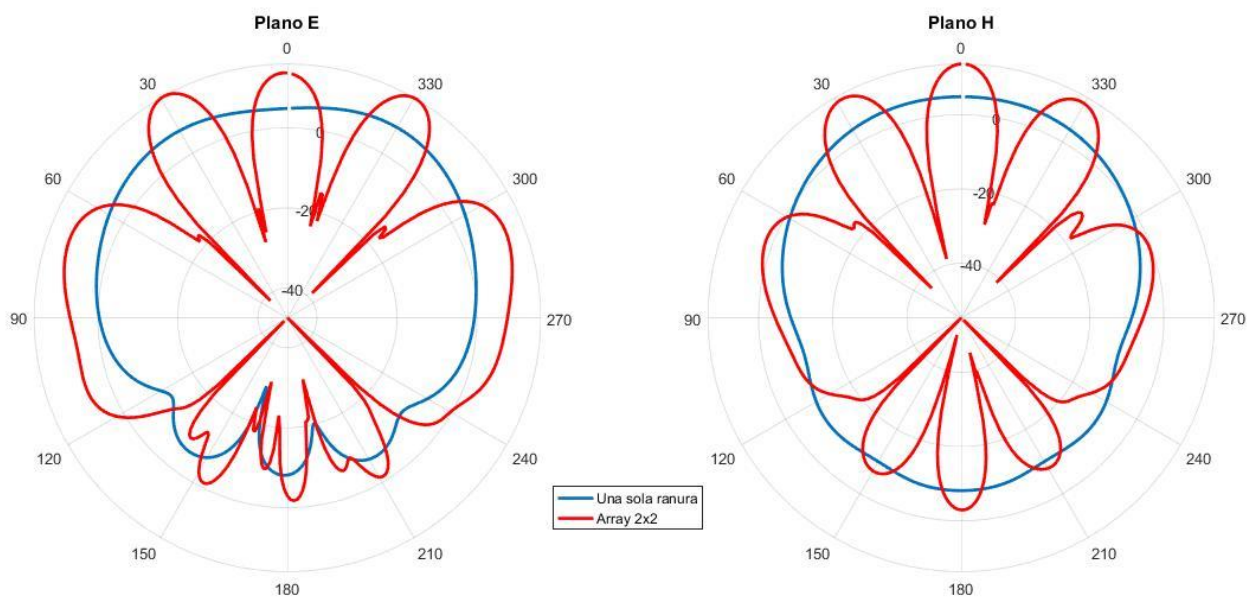


Figura 38. Comparación entre los diagramas de radiación, en coordenadas polares, del array 2x2 de aperturas (en rojo) y de una única apertura (en azul)

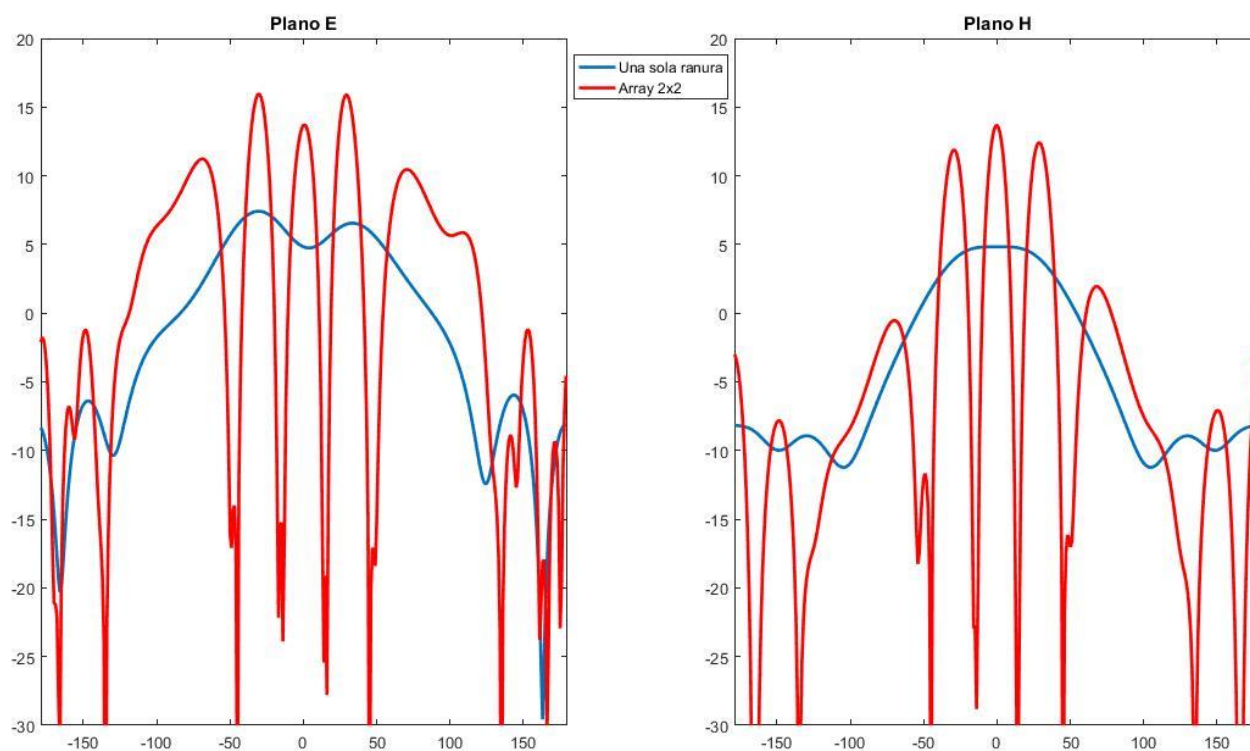


Figura 39. Comparación entre los diagramas de radiación, en coordenadas cartesianas, del array 2x2 de aperturas (en rojo) y de una única apertura (en azul)

En las Figuras 35, 36 y 37 se observa cómo actúa el campo electromagnético radiado por el array de 2x2. Podemos apreciar que la directividad ha aumentado en gran medida debido a que el lóbulo principal del diagrama de radiación de la antena formada por una sola ranura se ha concentrado en lóbulos de menor anchura de haz, por lo que la potencia se ha distribuido en haces más estrechos con mayor alcance.

Para profundizar en el estudio del comportamiento del modelo en el que están integradas la red de alimentación y las antenas, vamos a comparar en las Figuras 40 y 41 los diagramas de radiación obtenidos utilizando un PEC sin pérdidas para los elementos metálicos, con los que hemos obtenido añadiéndole una tangente de pérdidas al metal, $\tan \delta = 0.0013$.

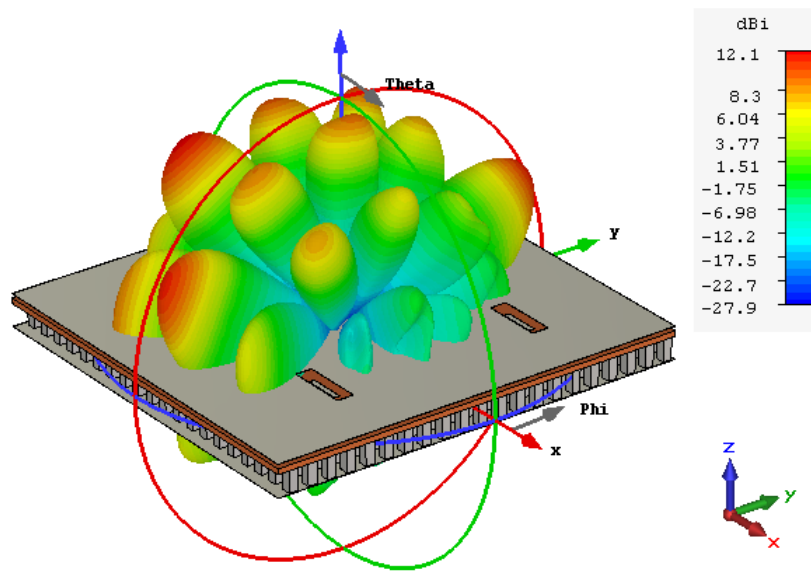


Figura 40. Representación del diagrama de radiación 3D con pérdidas del array 2x2 de ranuras integradas con la red de alimentación

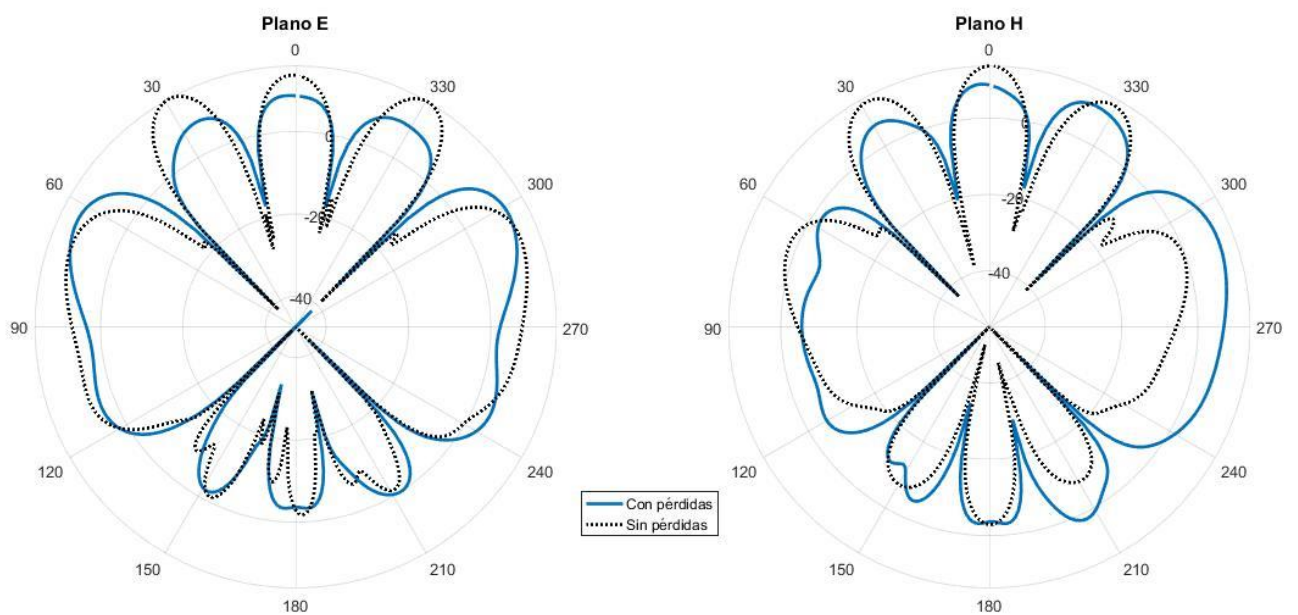


Figura 41. Comparación entre los diagramas de radiación, en coordenadas polares, del array 2x2 de aperturas con pérdidas (azul) y sin ellas (punteado)

Concluyendo este capítulo, en el libro “*Phased Array Antenna Handbook*” de Robert J. Mailloux [6] se explica que, en un array de ranuras, es recomendable separar las antenas mediante cavidades para evitar el acoplo que sufren éstas mediante la propagación de potencia por el plano que las contiene. Debido a esto, y a que la distancia entre antenas en el array es mayor que $\lambda/2$ (2λ concretamente), han aparecido Grating Lobes y esto hace que la antena no tenga suficiente directividad. El objetivo del siguiente capítulo 5. *Corrugaciones* será reducir estos lóbulos.

5. Corrugaciones

5.1. Objetivos

En este capítulo nos centraremos en las corrugaciones planas que colocaremos en la parte superior de nuestra antena para evitar el acoplo mutuo entre las ranuras.

Las corrugaciones son unas estructuras periódicas que, normalmente, se utilizan para controlar la propagación de ondas en determinadas direcciones. De esta forma se evitan ecos indeseados en su versión acústica.

Esta tecnología es capaz de aminorar (*soft*) o potenciar (*hard*) la propagación de ondas electromagnéticas por una superficie, dependiendo de cómo se utilice (véase la Figura 42). En nuestro caso lo utilizaremos para reducir esta propagación por el plano XY, el cual contiene las cuatro ranuras, aminorando así el acoplo mutuo que se produce entre las aperturas.



Figura 42. Superficies filtrantes en función del uso que se le dé: para reducir el campo eléctrico, conocido como *soft*, donde las líneas PEC son perpendiculares a la propagación (a) o para potenciar este campo, conocido como *hard*, en donde las líneas PEC son longitudinales a él (b). [30]

En la Figura 43 vemos los tipos de corrugación más utilizados actualmente, empezando por las corrugaciones tradicionales (a), las cuales son tridimensionales, voluminosas y pesadas, por lo que quedan descartadas; las corrugaciones planas con paredes metálicas (b) y con vías (c). Las corrugaciones planas con paredes metálicas logran un ancho de la banda prohibida mayor que el modelo con vías, sin embargo su fabricación es más complicada y a mayor precio que las corrugaciones con vías, puesto que para las vías pueden utilizarse simples tornillos cilíndricos. En la Figura 44 puede verse esta diferencia en el ancho de banda entre los diagramas de Brillouin de las versiones (b) y (c) de las corrugaciones de la Figura 43.

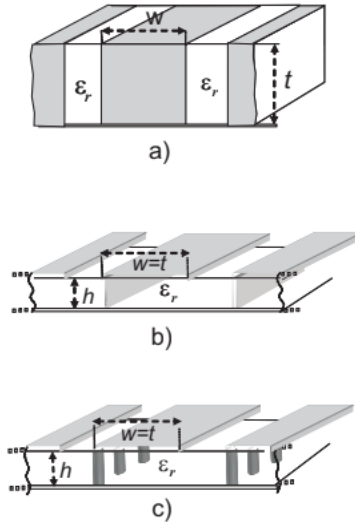
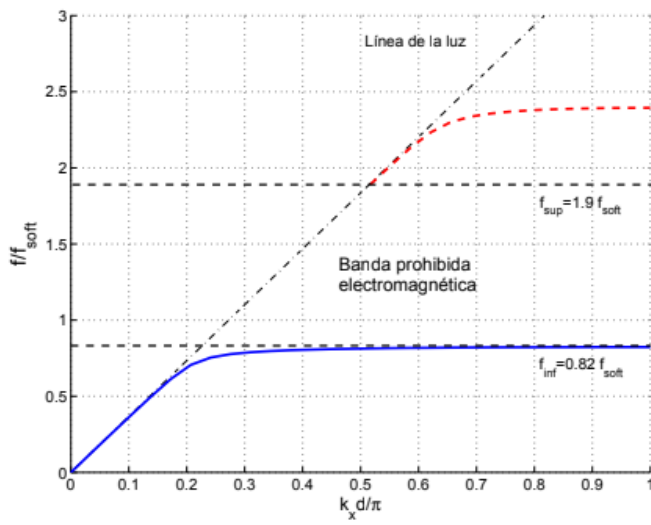
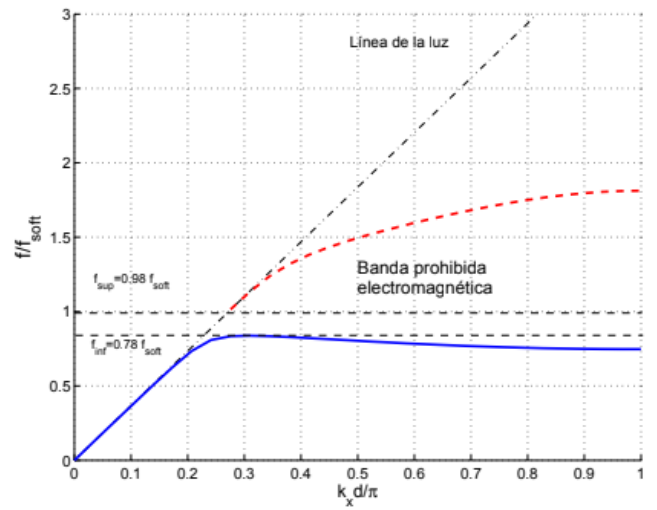


Figura 43. Ejemplos de superficies filtrantes: corrugaciones (a), corrugaciones planas con paredes metálicas (b) y corrugaciones planas con vías (c) [30]



(a)



(b)

Figura 44. Comparación entre los diagramas de Brillouin de las corrugaciones planas con paredes metálicas (a) y con vías (b), donde se ve que en el diagrama (b) el ancho de la banda prohibida es menor [30]

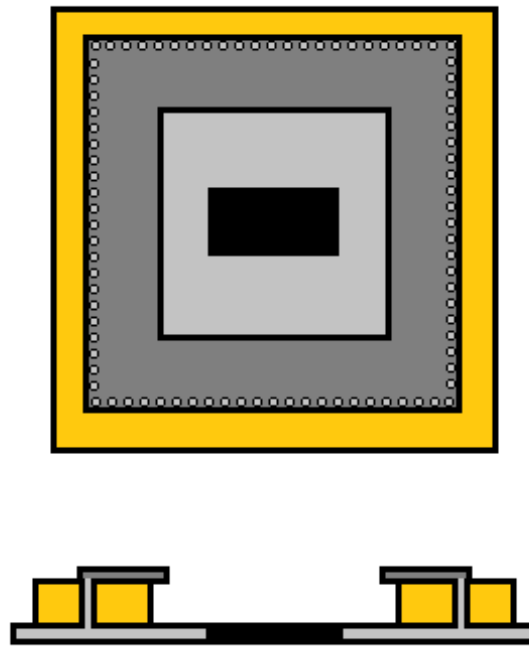


Figura 45. Modelo esquemático de una corrugación sobre una ranura vista en perpendicular al plano que contiene a la ranura, y desde el corte transversal de la misma.

En la Figura 45 podemos ver un dibujo esquemático de una antena de ranura con una corrugación horizontal con vías y su corte transversal, donde podemos ver el funcionamiento de estas superficies filtrantes. Como queremos detener la propagación por el plano XY, las líneas de la corrugación deberán ser ortogonales a la dirección de propagación. Podríamos diseñar una corrugación circular centrada en la ranura, pero para facilitar el diseño la realizaremos cuadrada, alrededor de la apertura que genera las ondas electromagnéticas.

La línea de la corrugación tiene dos extremos: uno de ellos, el más externo, se encuentra cortocircuitado con la tapa que contiene las ranuras mediante unos clavos cilíndricos que conectan ambas capas. El otro extremo, el interno, se encuentra en circuito abierto.

El sustrato que utilicemos, coloreado de naranja en la Figura 45, será del mismo grosor y permitividad que el que utilizamos para diseñar la línea con tecnología Gap Waveguide que compondría el divisor de potencia. Y el grosor de la corrugación lo hemos tomado del artículo *"Comparison of bandgaps of mushroom-type EBG surface and corrugated and strip-type soft surfaces"*, de E. Rajo-Iglesias, M. Caiazzo, L. Inclán-Sánchez y P.-S. Kildal [10], donde se utiliza un grosor de $\lambda/4$.

Como se puede observar en la Figura 45, el modelo es una alternativa a las bocinas tridimensionales. A pesar de que las superficies corrugadas clásicas sean pesadas y su coste sea alto, el modelo que planteamos es ligero y sencillo de fabricar, con lo que su coste será menor.

5.2. Modelo completo

En este apartado veremos cómo influyen las corrugaciones en el diagrama de radiación de la antena al completo, y si es suficiente con una única corrugación por cada ranura, o serían necesarias más para aumentar la directividad y reducir los Grating Lobes.

Probaremos a cambiar la anchura de la línea de la corrugación y el número de corrugaciones, comparando los resultados para ver qué modelo es más directivo y en cuál se reducen más los Grating Lobes.

En primer lugar probaremos con corrugaciones de anchura de línea igual a $\lambda/4$. Empezaremos con una corrugación y luego veremos los resultados con dos para ver si la directividad aumenta. No se podrá probar con tres dada la anchura de la corrugación.

Se puede comprobar en la Figura 46 que una única corrugación con anchura $\lambda/4$ aumenta la directividad del array de aperturas en comparación con el caso en que no usamos corrugaciones (Figura 37).

Sin embargo dos corrugaciones con esta anchura no varían mucho los resultados de directividad, como también podemos apreciar en las Figuras 48 y 49

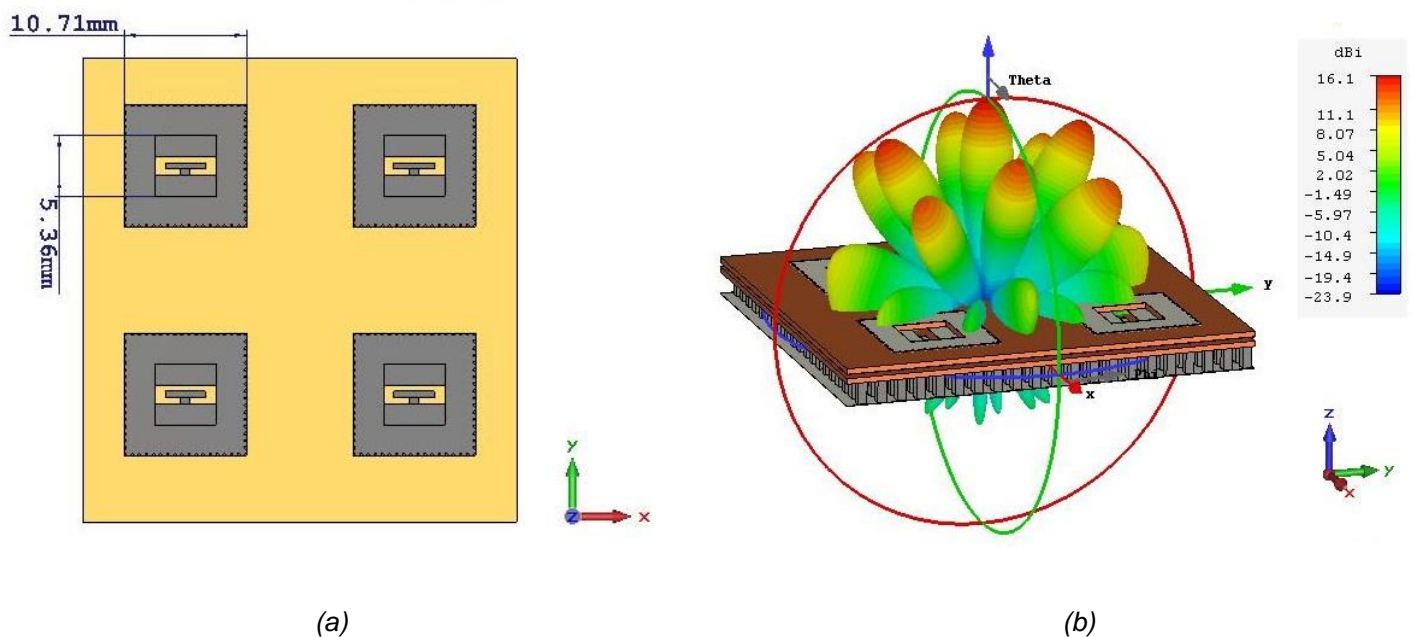


Figura 46. Modelo del array de ranuras de 2x2 con una corrugación de $\lambda/4$ de anchura (a) y su diagrama de radiación tridimensional, cuyo lóbulo principal alcanza los 16.1 dBi de directividad (b).

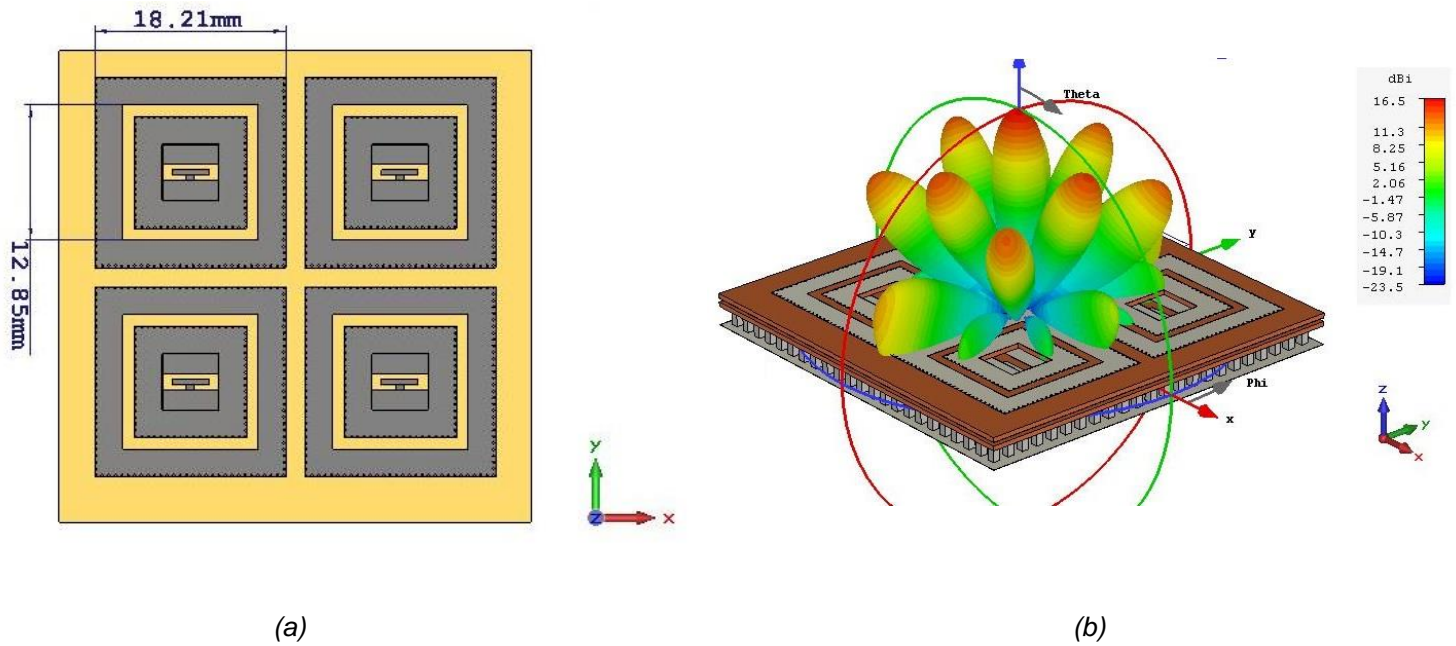


Figura 47. Modelo del array de ranuras de 2x2 con dos corrugaciones de $\lambda/4$ de anchura (a) y su diagrama de radiación tridimensional, cuyo lóbulo principal alcanza los 16.5 dBi de directividad (b).

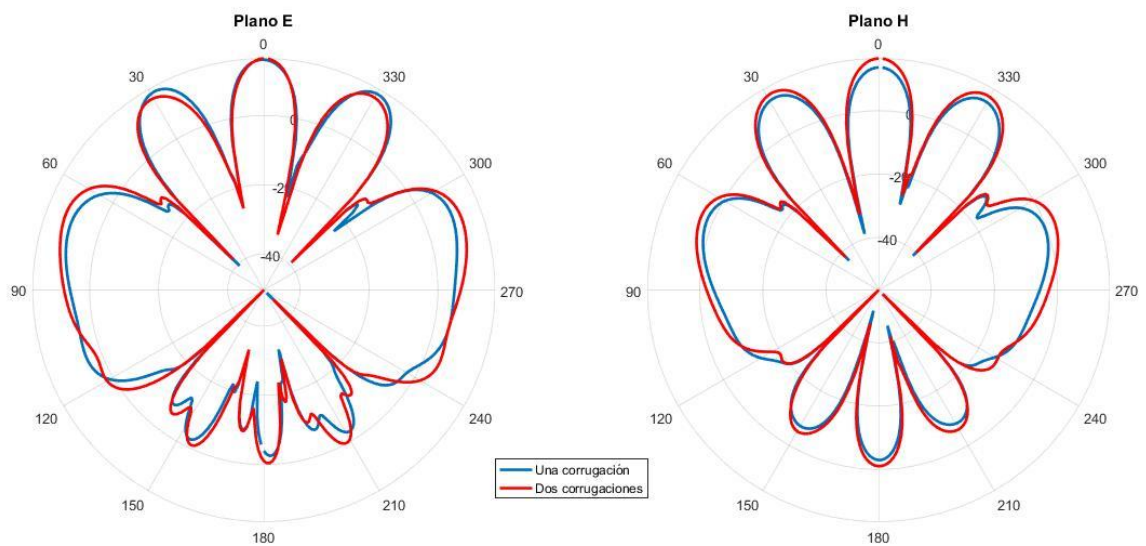


Figura 48. Comparación entre el efecto que tienen una y dos corrugaciones de anchura $\lambda/4$ en el diagrama de radiación del array de aperturas, en forma polar, visto desde los planos E y H

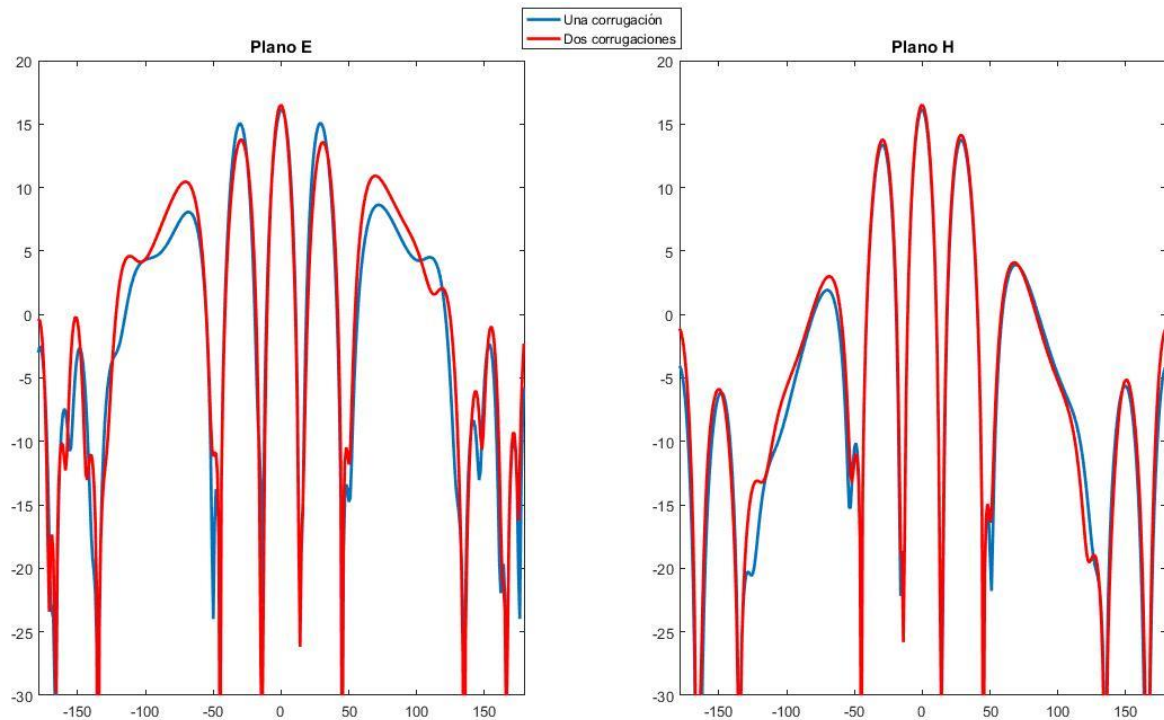


Figura 49. Comparación entre el efecto que tienen una y dos corrugaciones de anchura $\lambda/4$ en el diagrama de radiación del array de aperturas, en forma cartesiana, visto desde los planos E y H

Si probamos a cambiar la anchura de la corrugación a una mayor, por ejemplo $\lambda/2$ veremos que la directividad también aumenta con respecto al modelo sin corrugaciones que ilustra la Figura 34.

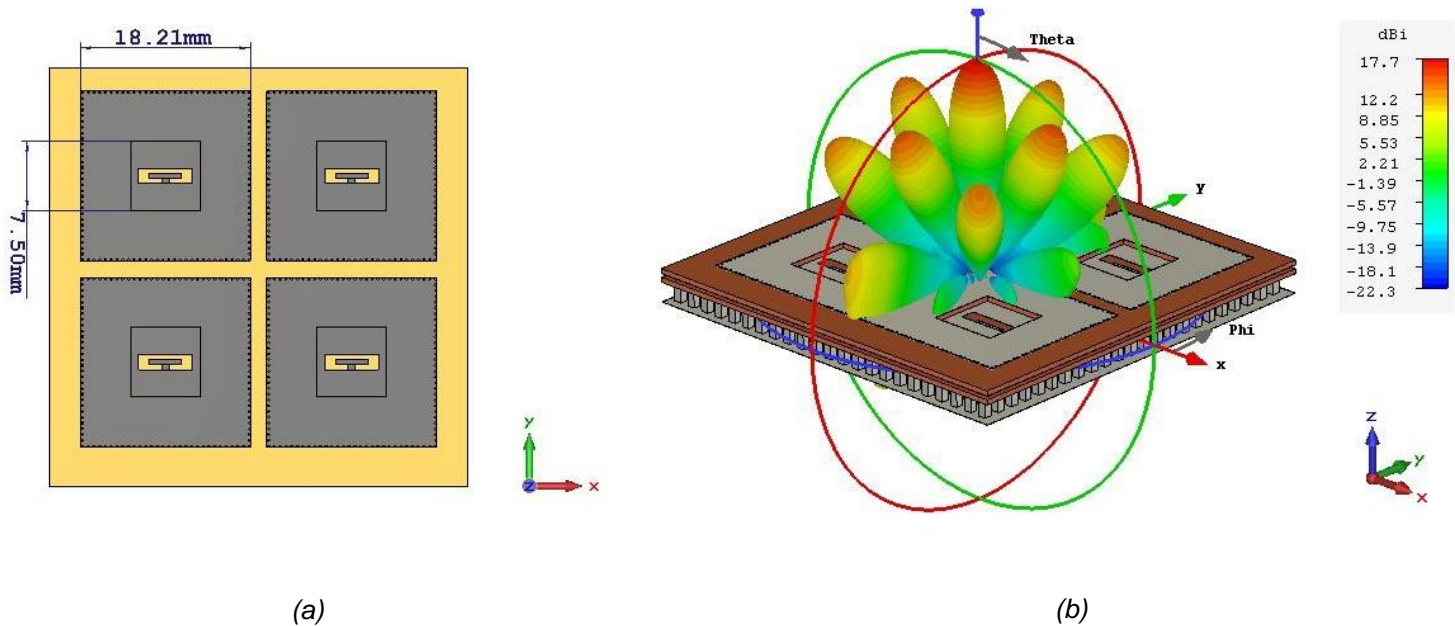


Figura 50. Modelo del array de ranuras de 2x2 con una corrugación de $\lambda/2$ de anchura (a) y su diagrama de radiación tridimensional, cuyo lóbulo principal alcanza los 17.7 dBi de directividad (b).

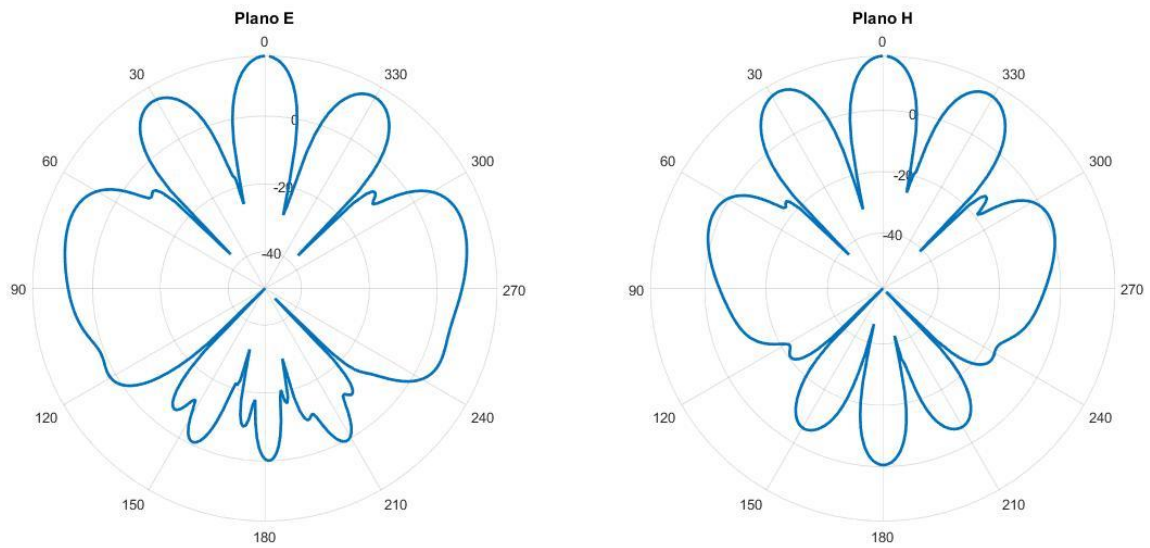


Figura 51. Diagrama de radiación del array de aperturas con una corrugación de anchura $\lambda/2$, en forma polar, visto desde los planos E y H

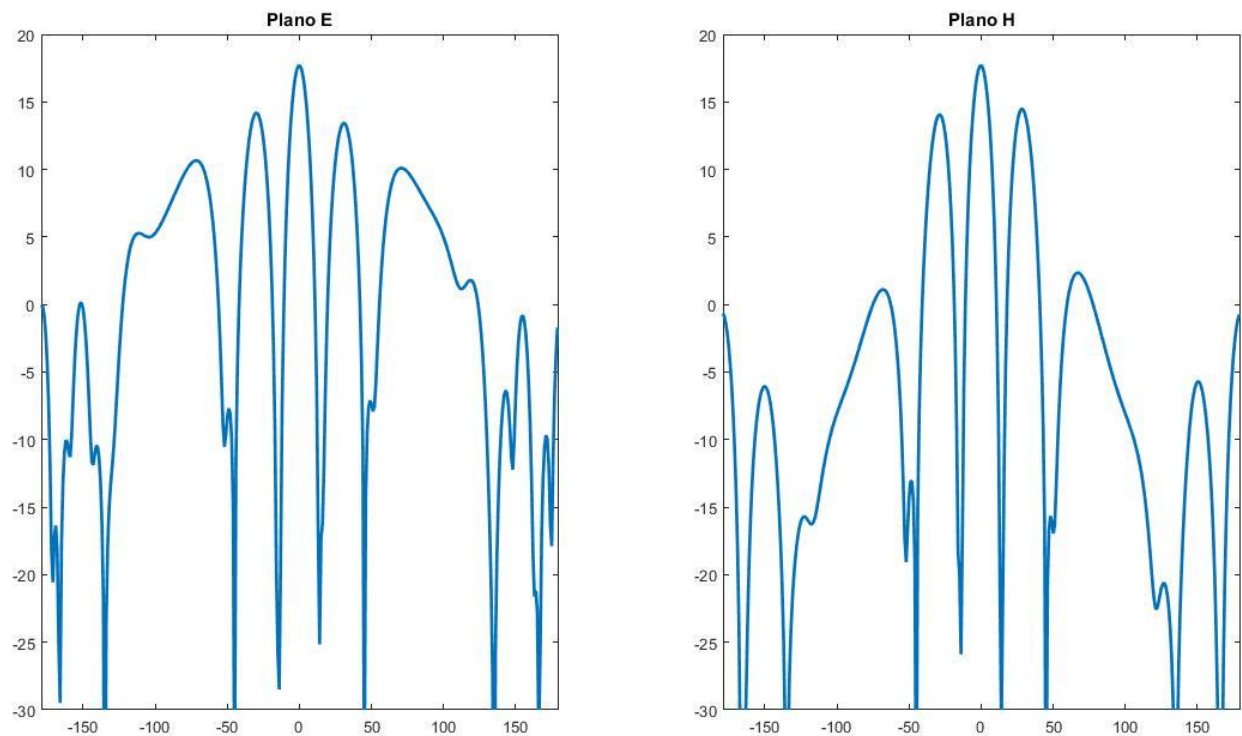


Figura 52. Diagrama de radiación del array de aperturas con una corrugación de anchura $\lambda/2$, en forma cartesiana, visto desde los planos E y H

Como podemos apreciar en las Figuras 50, 51 y 52, nuestra directividad ha aumentado bastante con respecto al modelo en el que no utilizábamos corrugaciones; e incluso con respecto a los modelos de una y dos corrugaciones de anchura $\lambda/4$ de las Figuras 46 y 47

Para este caso en el que la anchura de la corrugación es $\lambda/2$ no hemos podido integrar una segunda corrugación debido a que no había espacio para ello, por lo que no hemos podido comparar el efecto que producen distinto número de líneas en el diagrama de radiación.

Por otro lado hemos diseñado también un modelo con corrugaciones de anchura $\lambda/8$ ya que de esta forma seríamos capaces de colocar tres corrugaciones en el diseño completo por cada ranura. Hemos obtenido los siguientes resultados para una, dos y tres corrugaciones de anchura $\lambda/8$.

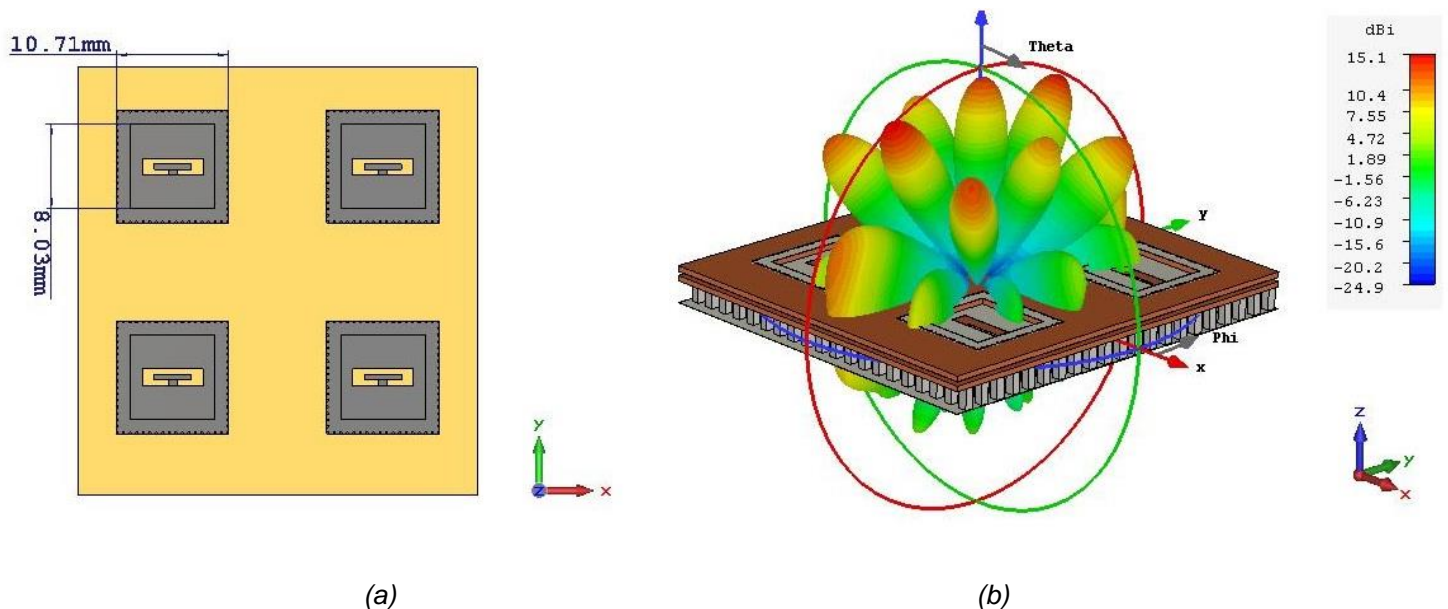


Figura 53. Modelo del array de ranuras de 2x2 con una corrugación de $\lambda/8$ de anchura (a) y su diagrama de radiación tridimensional, cuyo lóbulo principal alcanza los 15.1 dBi de directividad (b).

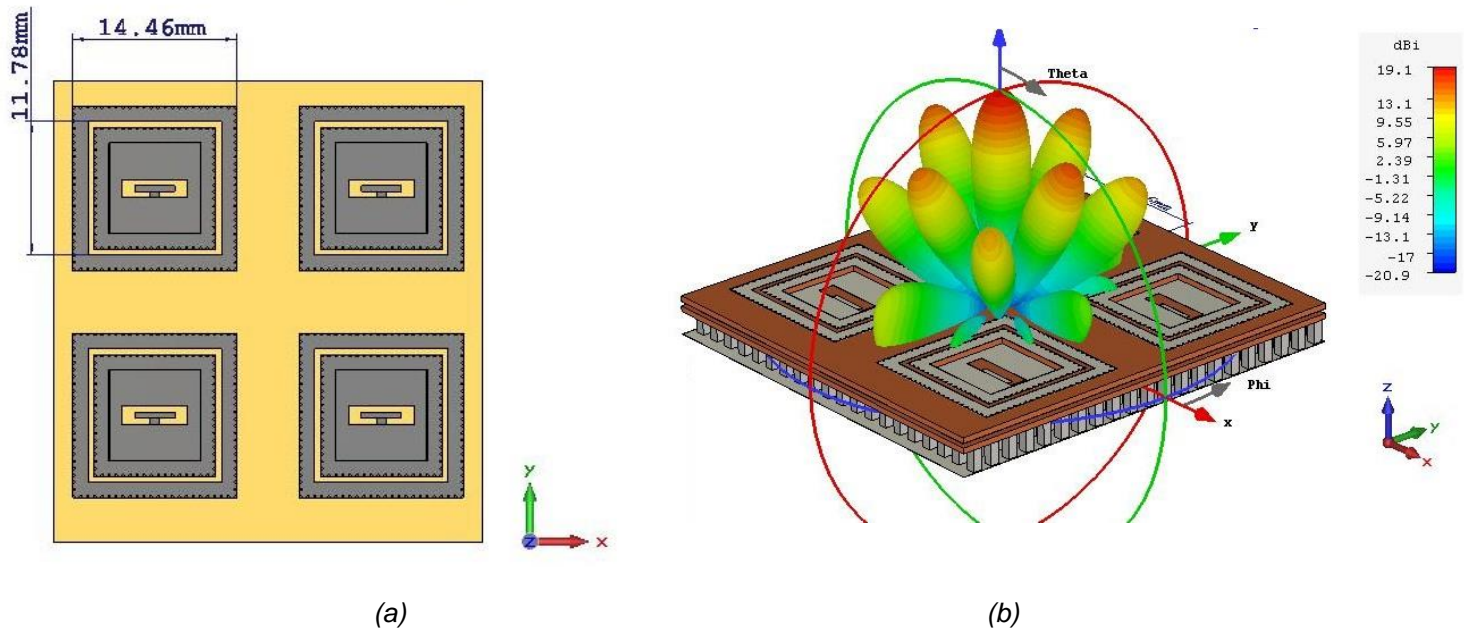


Figura 54. Modelo del array de ranuras de 2x2 con dos corrugaciones de $\lambda/8$ de anchura (a) y su diagrama de radiación tridimensional, cuyo lóbulo principal alcanza los 19.1 dBi de directividad (b).

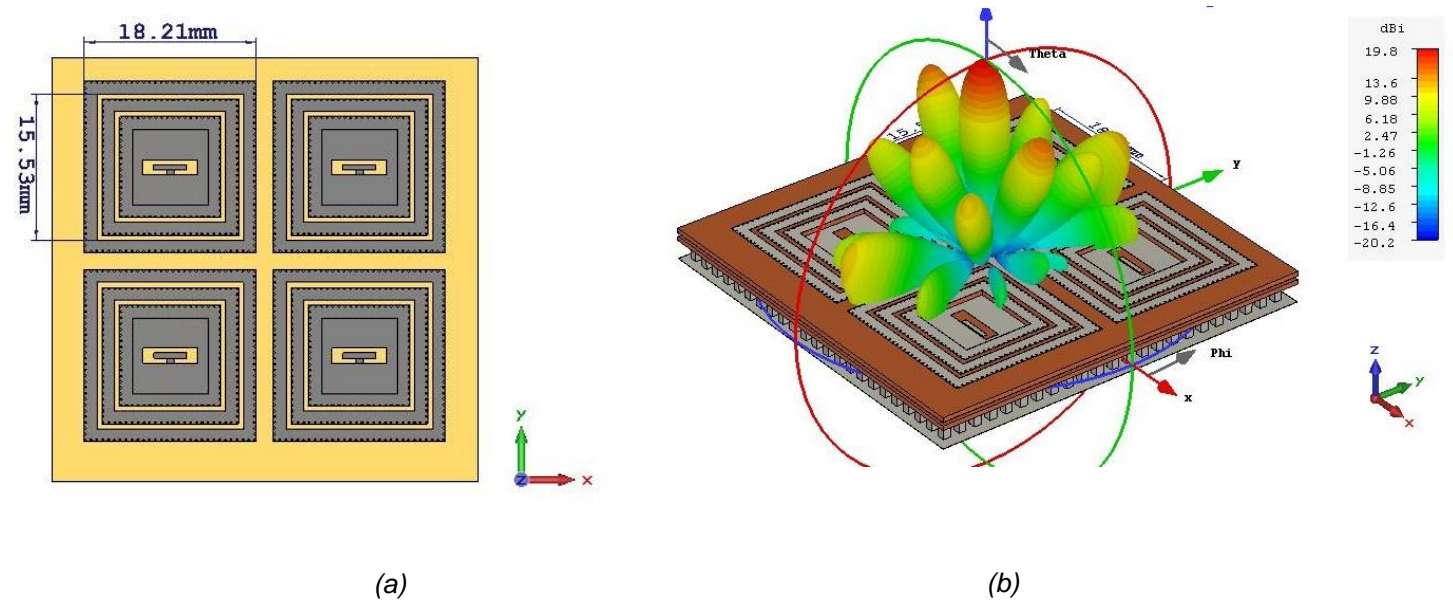


Figura 55. Modelo del array de ranuras de 2x2 con tres corrugaciones de $\lambda/8$ de anchura (a) y su diagrama de radiación tridimensional, cuyo lóbulo principal alcanza los 19.8 dBi de directividad (b).

Podemos apreciar que el cambio entre una corrugación (Figura 53) y dos (Figura 54) de anchura $\lambda/8$ es bastante alto, y los Grating Lobes se reducen enormemente.

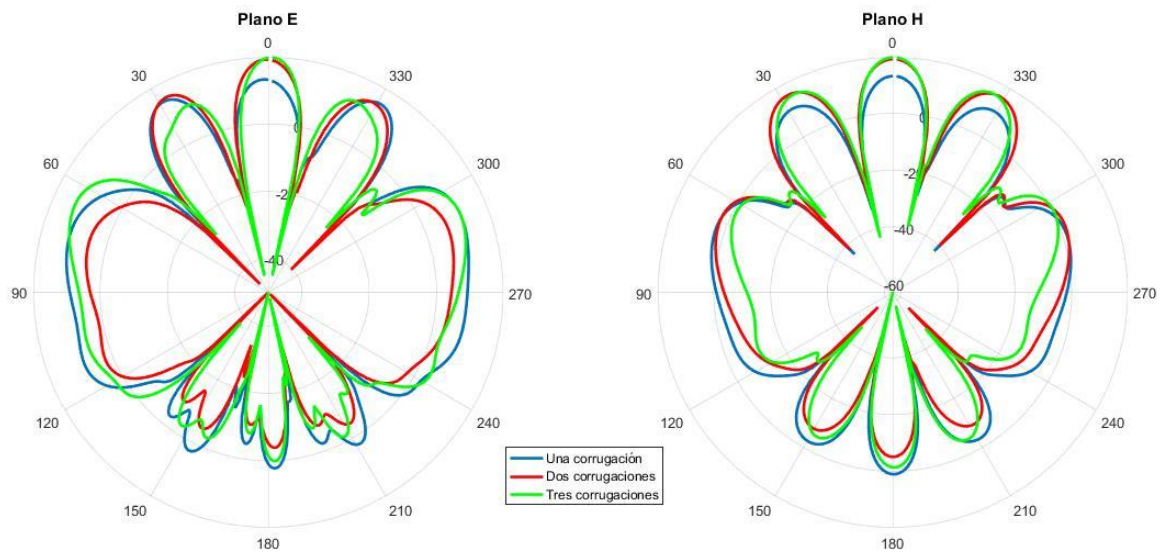


Figura 56. Comparación entre el efecto que tienen una, dos y tres corrugaciones de anchura $\lambda/8$ en el diagrama de radiación del array de aperturas, en forma polar, visto desde los planos E y H

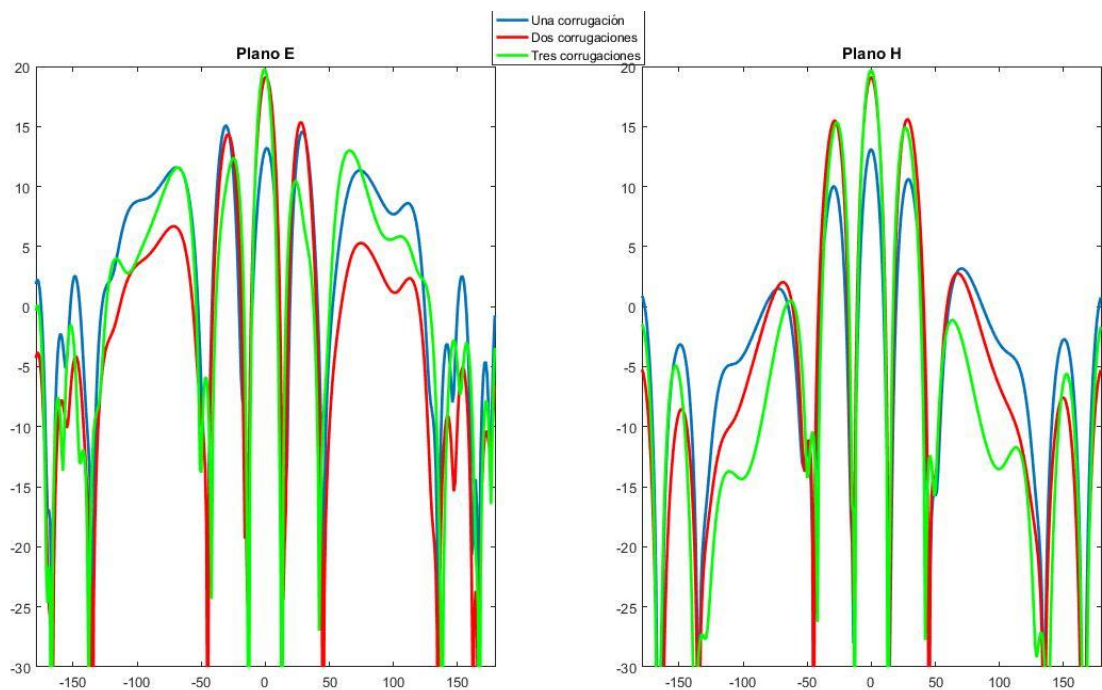


Figura 57. Comparación entre el efecto que tienen una, dos y tres corrugaciones de anchura $\lambda/8$ en el diagrama de radiación del array de aperturas, en forma cartesiana, visto desde los planos E y H

En las Figuras 56 y 57 vemos que la forma del diagrama de radiación y la directividad casi no cambia cuando utilizamos dos y tres corrugaciones, por lo que lo más lógico es utilizar solamente dos corrugaciones para reducir el coste, manteniendo la eficiencia de la antena.

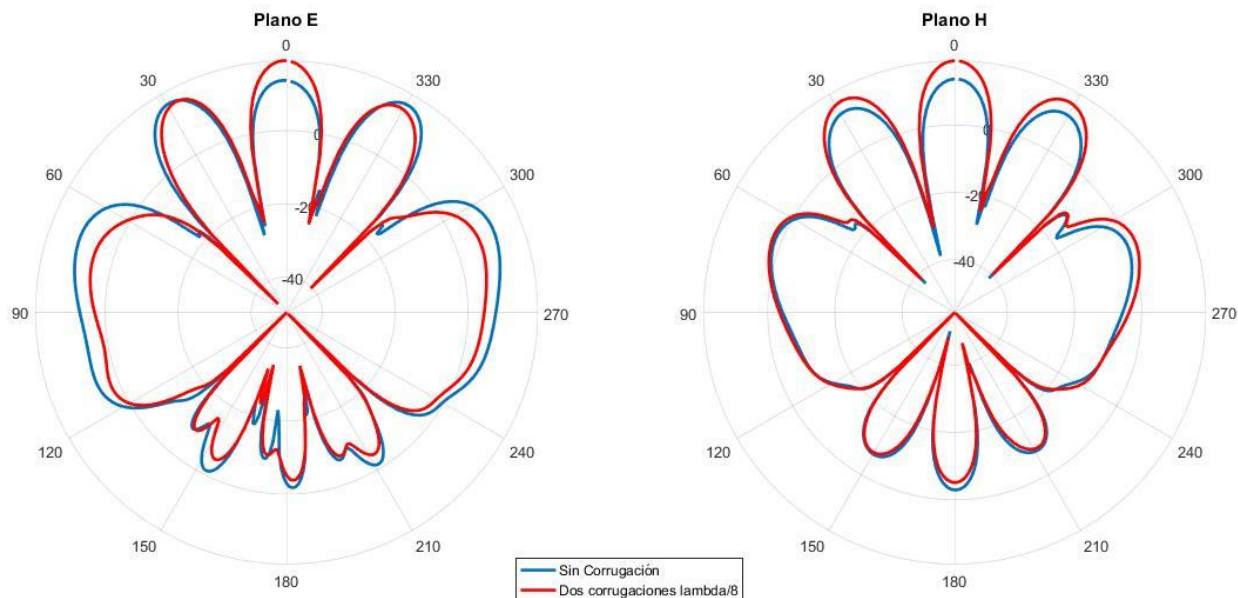


Figura 58. Comparación entre los diagramas de radiación del array de aperturas con y sin dos corrugaciones de anchura $\lambda/8$, en forma cartesiana, visto desde los planos E y H

Por otro lado se puede comparar en la Figura 58 el efecto que tienen las dos corrugaciones con las que hemos concluido este apartado (véase la Figura 59) en comparación con el array de aperturas sin corrugaciones; donde se ve claramente que, habiendo aplicado las corrugaciones, la antena es más directiva y todos los Grating Lobes se han reducido en comparación con el lóbulo principal. Esto se puede apreciar sobretodo en el diagrama de radiación en el plano E.

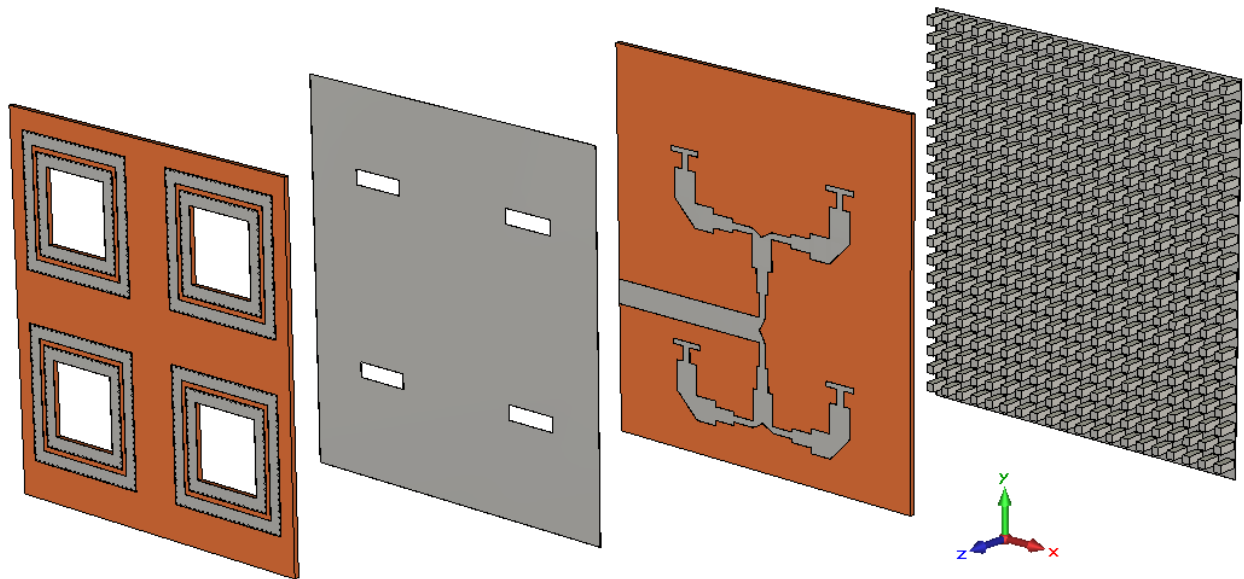


Figura 59. Modelo completo del array de ranuras de 2x2 con dos corrugaciones de $\lambda/8$ de anchura separado por capas donde se distinguen las corrugaciones, ranuras, la línea microstrip con el sustrato y la base de pines

Podemos finalizar mediante una vista general de los resultados obtenidos en este capítulo. Hemos comprobado el efecto que tienen las corrugaciones colocadas en una capa superior sobre la tapa de la antena, y hemos observado que el diagrama de radiación aumenta su directividad gracias a estas. Sin embargo, el resultado obtenido no es el esperado ya que los Grating Lobes continúan siendo muy elevados.

Por otro lado, el campo eléctrico sobre la superficie de la tapa que contiene las ranuras se ha reducido en gran medida evitando que éste se propague entre las cuatro aperturas. Esto se puede apreciar claramente en la Figura 61.

De esta forma concluimos el capítulo afirmando que las corrugaciones no tienen la misma aplicación que las bocinas: dichas bocinas son muy efectivas para reducir los lóbulos secundarios del diagrama de radiación, como se estudia en el artículo [9], sin embargo estas no reducen tanto el acoplo mutuo entre aperturas. De forma inversa, las corrugaciones no son muy efectivas para reducir los Grating Lobes, mientras que disminuyen el acoplo entre las ranuras, por lo tanto se consigue un mayor aislamiento y además las pérdidas de retorno de la antena son menores.

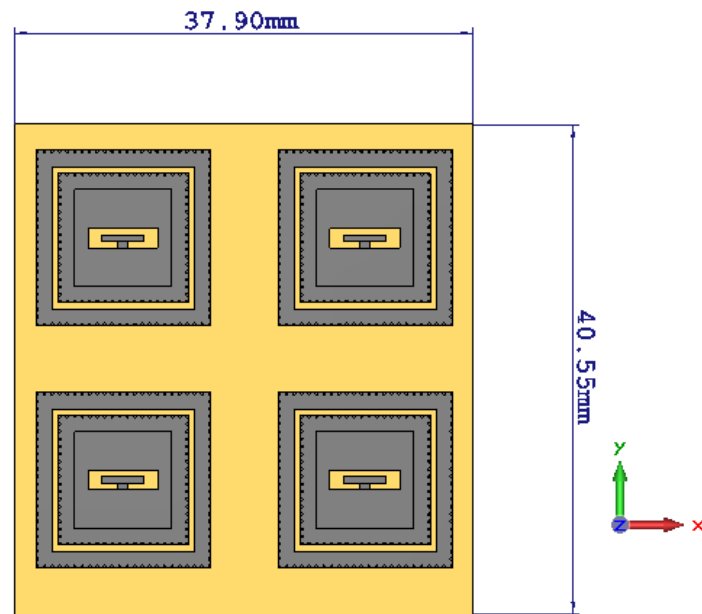


Figura 60. Modelo completo del array de ranuras de 2x2 con dos corrugaciones de $\lambda/8$ de anchura

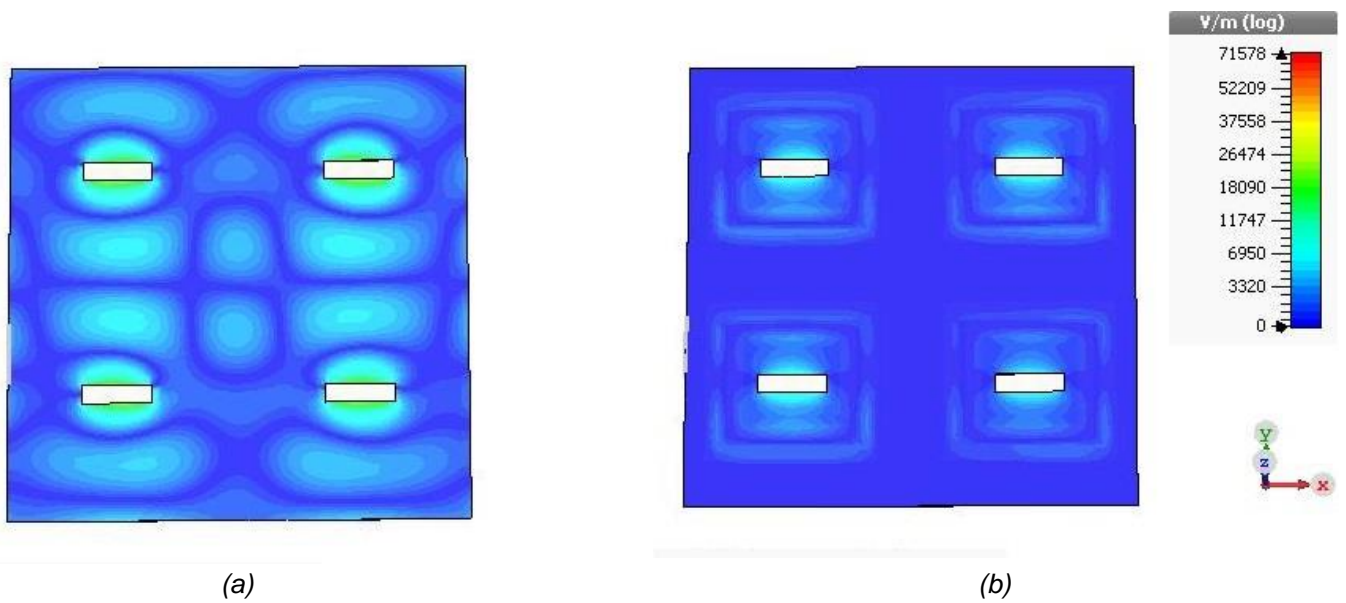


Figura 61. Comparación entre el campo eléctrico sobre la superficie de la tapa que contiene las aperturas sin corrugaciones (a) y con dos corrugaciones de anchura $\lambda/8$ (b)

6. Conclusiones y líneas futuras

Una vez hemos concluido el diseño del array de ranuras con corrugaciones podemos finalizar este Trabajo de Fin de Grado interpretando los resultados obtenidos de forma general.

En primer lugar hemos conseguido diseñar una superficie de pines metálicos que, en paralelo con otro plano metálico logra generar una banda prohibida entre 25 y 45 GHz. Posteriormente se ha utilizado esta tecnología Gap Waveguide para desarrollar primero un divisor con una entrada y dos salidas, cada una recibe aproximadamente el 50% de la señal de entrada, y un ancho de banda de más del 20%; y finalmente un divisor con una entrada y cuatro salidas que reciben, cada una, el 25% del total, y con un ancho de banda en torno al 20%.

En segundo lugar hemos logrado radiar a una directividad de 7.43 dBi con una única apertura, lo cual no es suficiente para lograr una comunicación satelital efectiva.

Por otro lado, al reunir varias aperturas en un array de 2x2 hemos aumentado la directividad hasta 16 dBi; sin embargo se ha comprobado que las aperturas, al estar muy separadas han creado unos Grating Lobes que, en ocasiones, han llegado a ser más directivos que el haz principal; lo cual supone un problema grave de pérdida de potencia debido a que se está enviando en direcciones no deseadas y, por ende, es probable que se produzcan interferencias con otros sistemas.

Sin embargo, el uso de las corrugaciones ha supuesto una reducción en los lóbulos secundarios entre 2 y 3 dBi, logrando así una directividad de hasta 19.8 dBi.

A pesar de que los Grating Lobes continuaban teniendo una directividad elevada, el valor final que hemos obtenido para esta puede considerarse alto teniendo en cuenta que hemos utilizado tecnologías concretas no tan efectivas como las que se utilizan normalmente (e.g.: las bocinas), pero que nos han permitido reducir costes, peso y volumen manteniendo el perfil plano de la antena. Además se cumple con el objetivo de establecer una comunicación a larga distancia.

La elección del modelo final entre los seis diseños en función del número de corrugaciones la hemos realizado basándonos en el valor de la directividad, pero priorizando el coste del diseño completo. Es por eso por lo que, a pesar de que un modelo con tres corrugaciones de anchura $\lambda/8$ alcanzara un valor 19.8 dBi, hemos escogido el modelo con dos corrugaciones de la misma anchura, el cual lograba 19.1 dBi de directividad.

De todas formas este trabajo ha servido para estudiar el efecto de las corrugaciones en un array de aperturas, el cual ha sido menor de lo esperado. Se podría seguir profundizando en este tema y mejorando los resultados de diversas maneras.

En primer lugar podríamos plantearnos reducir la distancia entre las aperturas teniendo en cuenta el límite que supone la red de alimentación (reduciendo la longitud de las líneas de 50Ω ó 100Ω).

Por otro lado, también se podría intentar evitar esta limitación que comentamos que aporta la red de alimentación a la posición de las aperturas, proyectando esta misma red en el plano XZ o YZ en lugar del plano XY añadiendo otras tecnologías como las guíaondas rectangulares, además de la de Gap Waveguide Microstrip [17]. De esta forma podríamos dividir la red de alimentación en varias capas sin que dependa de esto la posición de las antenas que forman el array.

Por último, la forma más sencilla de aumentar la directividad del array de ranuras sería añadiendo más ranuras, de forma que el array, en lugar de ser de 2x2 fuera de 4x4, por ejemplo. Sin embargo la efectividad de la antena no se vería muy afectada de esta forma porque los lóbulos secundarios aumentarían también, por lo que sería recomendable aplicar también otro método de reducción de Grating Lobes como los que hemos mencionado anteriormente o combinar las corrugaciones planas con las bocinas que se explican en el artículo [9].

Otra línea interesante para continuar con este trabajo es la de aprovechar que las corrugaciones, como hemos demostrado, controlan el aislamiento entre ranuras para estudiar nuevas configuraciones de redes que incorporen más capas y consigan agrupar más aperturas con una red similar.

El diseño de una antena completa a través de la herramienta CST Studio Suite ® ha resultado una experiencia muy interesante y enriquecedora puesto que he aprendido a utilizar dicha aplicación, a dividir un trabajo amplio por partes, a redactar de forma clara una memoria y, además me ha descubierto muchas ideas y conceptos acerca del comportamiento de los modos en una guíaonda, de la aplicación de los diagramas de radiación, etc; pero sobretodo a saber intuir los resultados, *a grosso modo*, que pueden surgir de un modelo un función de características básicas de este, y posteriormente a interpretarlos.

Por otro lado siempre he considerado interesantes las comunicaciones con satélites, sondas espaciales y demás cuerpos del espacio sideral.

7. Referencias

- [1] David M. Pozar, "*Microwave Engineering, Third edition*", editorial Wiley.
- [2] Constantine A. Balanis, "*Antenna Theory Analysis and Design, Third edition*", editorial Wiley.
- [3] Warren L. Stutzman y Gary A. Thiele, "*Antenna Theory and Design, Second edition*", editorial Wiley.
- [4] Richard C. Johnson, "*Antenna Engineering Handbook, Third edition*", editorial McGraw-Hill.
- [5] Hansen R.C, "*Phased Array Antennas*", editorial Wiley.
- [6] Robert J. Mailloux, "*Phased Array Antenna Handbook*", editorial Artech House.
- [7] Ángel Cardama Aznar, Lluís Jofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeu Robert, Sebastián Blanch Boris y Miguel Ferrando Bateller, "*Antenas*", ediciones UPC.
- [8] Sophocles J. Orfanidis, "*Electromagnetic Waves and Antennas*", de Rutgers University
- [9] E. Pucci, E. Rajo-Iglesias, J. L. Vázquez-Roy and P. S. Kildal, "Planar Dual-Mode Horn Array With Corporate-Feed Network in Inverted Microstrip Gap Waveguide," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3534-3542, July 2014.
- [10] E. Rajo-Iglesias, M. Caiazzo, L. Inclán-Sánchez and P. S. Kildal, "Comparison of bandgaps of mushroom-type EBG surface and corrugated and strip-type soft surfaces," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, no. 1, pp. 184-189, February 2007.
- [11] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira and E. Rajo-Iglesias, "Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 84-87, 2009
- [12] P. S. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, 2009.
- [13] E. Rajo-Iglesias, Ó. Quevedo-Teruel and L. Inclán-Sánchez, "Planar Soft Surfaces and Their Application to Mutual Coupling Reduction," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 12, pp. 3852-3859, Dec. 2009.
- [14] E. Rajo-Iglesias, I. Gallego-Gallego, L. Inclán-Sánchez and O. Quevedo-Teruel, "Textile Soft Surface for Back Radiation Reduction in Bent Wearable Antennas,"

- in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3873-3878, July 2014.
- [15] A. Valero-Nogueira, M. Baquero, J. I. Herranz, J. Domenech, E. Alfonso and A. Vila, "Gap Waveguides Using a Suspended Strip on a Bed of Nails," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1006-1009, 2011.
 - [16] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman and D. Treves, "A study of microstrip array antennas with the feed network," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 4, pp. 426-434, Apr 1989.
 - [17] A. U. Zaman and P. S. Kildal, "Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 2992-3001, June 2014.
 - [18] Elena Pucci, "Gap Waveguide Technology for Millimeter Wave Applications and Integration with Antennas", editor: Chalmers University of Technology, 2013
 - [19] <http://www.radartutorial.eu/07.waves/Ondas%20y%20Rangos%20de%20Frecuencia.es.html>
 - [20] <http://propagaciondeondascom1.blogspot.com.es/2012/11/atenuacion-y-absorcion-de-ondas.html>
 - [21] <https://es.scribd.com/document/229983235/perdidas-dielectricas-informe>
 - [22] <http://blog.gapwaves.com/what-is-a-gap-waveguide>
 - [23] <https://es.mathworks.com/help/antenna/ug/grating-lobes.html>
 - [24] https://en.wikipedia.org/wiki/Free-space_path_loss
 - [25] http://www.enigma-shop.com/index.php?option=com_hikashop&ctrl=product&task=show&cid=287&name=rogers-ro3003-laminate-4-5-x-6
 - [26] <https://en.wikipedia.org/wiki/5G>
 - [27] A. Farahbakhsh, D. Zarifi, A. U. Zaman and P. S. Kildal, "Corporate distribution networks for slot array antenna based on groove gap waveguide technology," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, 2016, pp. 1-3
 - [28] Sergio Gutiérrez Oliva, "Diseño de antenas en tecnología Gap Waveguide", e-Archivo: Trabajo de Fin de Grado UC3M 2015
 - [29] A. Valero-Nogueira and E. Alfonso, "How gap waveguides were conceived," *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Paris, 2017, pp. 242-246

- [30] Luis Inclán Sánchez, *"Análisis de superficies soft planas y su aplicación a las antenas de parche"*, trabajo de investigación

8. Apéndice

8.1. Presupuestos

Dedicaremos el último apartado de este Trabajo Fin de Grado para exponer el presupuesto del proyecto en caso de llevar a cabo la fabricación de la antena que hemos desarrollado. Este presupuesto lo hemos deducido a partir del coste aproximado de los materiales, del coste personal y otros costes generales.

Para desarrollar y probar el proyecto necesitaremos un ordenador y las herramientas que comentábamos en la introducción de este documento. El precio medio de un ordenador de sobremesa ronda las 600€ para, aproximadamente, 7 años de vida útil (84 meses). Teniendo en cuenta que hemos necesitado alrededor de cinco meses para realizar las investigaciones supondría un coste de 35.71 €. Además, los costes de las licencias del Software utilizado alcanzan los 1700€ anuales, si asumimos el mismo tiempo de utilización que para un ordenador, necesitaríamos presupuestar 708.33 € para las licencias de Software.

No olvidaremos los costes del proyecto; los cuales, suponiendo una remuneración de 24 000 € anuales en un contrato de cinco meses por parte de la empresa interesada, alcanzarían los honorarios de 10 000 €.

El material de oficina que necesitamos no supone un gasto elevado, con 30€ hemos tenido suficiente para el material de oficina básico.

En resumen:

- Coste material
 - Ordenador = 35.71 €
 - Licencias de SW = 708.33 €
 - Material de oficina = 30 €
- Costes personales
 - Costes del proyecto = 10 000 €

Coste total: 10 774.04 €

Por otro lado, si quisiéramos construir la antena para probarla y medirla en una cámara anecoica, deberíamos tener en cuenta:

El sustrato que hemos escogido para este diseño es el modelo Rogers RO3003, con una permitividad de 3. Cada lámina de 11.43cm x 15.24cm y 0.5cm de grosor cuesta 10€. Con una única lámina nos bastaría para fabricar las dos superficies de sustrato de 3.79cm x 4.06cm que necesitamos (Figura 60). Mientras que el coste del metal para fabricar el plano de masa, los pines, la tapa y las corrugaciones puede llegar a ser de 650 € (de los cuales 500€ se dedicarían únicamente al metal que constituye la base de pines).

Para la impresión y ensamblaje de cada parte que compone nuestra antena deberíamos dedicar 200 € por la maquinaria necesaria y los servicios de la empresa encargada de todo este proceso.

Para finalizar, si queremos comprobar que los diagramas de radiación de la antena simulada son fiables, y que estos se asemejan a los obtenidos con la antena real, tendremos que estudiar el comportamiento de la antena en una cámara anecoica, lo que nos supone un gasto aproximado de 400 €.

De esta forma una única antena tiene un presupuesto de 1 260 € si tenemos en cuenta únicamente los costes de fabricación y test, y suprimimos los costes del proyecto.

